

中等职业教育电类专业规划教材

电力电子技术

程 周 丛书主编

赵建平 主 编

程 周 主 审

電子工業出版社

Publishing House of Electronics Industry

北京 • BEIJING

内 容 简 介

本教材立足于培养应用型技术人才,以能力培养为目标,本着理论适度、够用为原则,力求反映电力电子技术器件、电路、应用方面的基础知识与基本技能,注重实用电路及其应用的介绍。内容包括电力电子典型器件、交流—直流变换技术、直流—交流变换技术、交流—交流变换技术、PWM 技术及电力电子技术的典型应用。在每章后附有本章小结,对本章主要内容进行概述,另外在每章后安排有一定量的练习与思考题,供读者巩固所学知识。

本书可供电气运行与控制专业、机电技术应用等专业教学使用,也可供有关人员作为电力电子技术入门自学用书。

未经许可,不得以任何方式复制或抄袭本书之部分或全部内容。
版权所有,侵权必究。

图书在版编目(CIP)数据

电力电子技术 / 赵建平主编. —北京: 电子工业出版社, 2009.1

中等职业教育电类专业规划教材

ISBN 978-7-121-07340-3

I. 电… II. 赵… III. 电力电子学—专业学校—教材 IV.TM1

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2008) 第 136284 号

策划编辑: 白 楠

责任编辑: 李 影 张 凌 特约编辑: 李印清

印 刷:

装 订:

出版发行: 电子工业出版社

北京市海淀区万寿路 173 信箱 邮编 100036

开 本: 787×1 092 1/16 印张: 6.25 字数: 160 千字

印 次: 2009 年 1 月第 1 次印刷

印 数: 3 000 册 定价: 12.00 元

凡所购买电子工业出版社图书有缺损问题, 请向购买书店调换。若书店售缺, 请与本社发行部联系, 联系及邮购电话: (010) 88254888。

质量投诉请发邮件至 zltts@phei.com.cn, 盗版侵权举报请发邮件至 dbqq@phei.com.cn。

服务热线: (010) 88258888。

前 言

电力电子技术是中等职业学校电气运行与控制、机电技术应用等专业的一门重要技术基础课。根据中职学生的认知特点及学生所具备的实际知识基础,本着以就业为目标、以市场为导向、以能力为本位、以对理论知识的处理根据必需、够用的原则进行编写,力求体现中等职业教育的性质、任务和培养目标,反映电力电子器件、电路、技术及应用方面的基本内容,突出教材的基础性与实用性。

本教材共分 6 章,第 1 章以电力电子器件为核心,介绍了功率二极管、晶闸管、GTO、GTR、功率 MOSFET、IGBT 等主要电力电子器件的内部结构、基本原理、主要参数、性能特性等基本内容;第 2~5 章主要分别介绍了电力电子的变流电路,主要包括交流一直流变换技术即可控整流电路,直流—交流变换技术即逆变电路,交流—交流变换技术即交流变换电路,PWM 技术等电力电子应用电路的基本原理,基本公式及电路应用等基本知识;第 6 章从应用的角度介绍了开关电源、不间断电源、通用变频器等典型装置的组成、基本原理及应用。

本书在语言表述、插图配备等方面结合目前中职学生的文化程度,力求通俗易懂,深入浅出,每章末附有就基本内容设置的练习与思考题,供读者巩固所学知识。

本书可作为中等职业教育电气运行与控制、机电技术应用及其他电类专业教材,也可供有关人员作为电力电子技术入门的参考用书。

本教材立足于培养应用型技术人才,本课程是一门实践性较强的课程,考虑到各校的实验设备均不相同,这里没有给出实验指导书,希望各学校在使用本教材时,根据自身设备编制具体的实验指导书,以配合本课程的教学。

本书由赵建平任主编、游平担任副主编,程周主审,提出了宝贵的修改意见。在此一并致谢。

为了方便教师教学,本书还配有教学指南、电子教案及习题答案(电子版),请有此需要的教师登录华信教育资源网(www.huaxin.edu.cn 或 www.hxedu.com.cn)免费注册后再进行下载,在有问题时请在网站留言板留言或与电子工业出版社联系(E-mail:hxedu@phei.com.cn)。

由于作者水平所限,书中疏漏和错误之处在所难免,欢迎广大读者提出宝贵意见。

编 者
2008 年 10 月

目 录

| | |
|------------------------|----|
| 绪论 | 1 |
| 第 1 章 电力电子器件 | 3 |
| 1.1 概述 | 3 |
| 1.2 电力二极管 | 4 |
| 1.2.1 PN 结的形成 | 4 |
| 1.2.2 PN 结的单向导电性与反向击穿 | 5 |
| 1.2.3 二极管的特性与参数 | 7 |
| 1.2.4 二极管的分类 | 9 |
| 1.2.5 散热措施 | 10 |
| 1.3 晶闸管及其派生器件 | 11 |
| 1.3.1 晶闸管的结构与特性 | 11 |
| 1.3.2 晶闸管的参数与型号 | 13 |
| 1.3.3 派生器件 | 14 |
| 1.4 门极可关断晶闸管 (GTO) | 17 |
| 1.4.1 结构与工作原理 | 17 |
| 1.4.2 伏安特性 | 18 |
| 1.4.3 基本参数 | 18 |
| 1.4.4 GTO 的驱动 | 18 |
| 1.5 电力晶体管 | 19 |
| 1.5.1 结构与基本原理 | 19 |
| 1.5.2 基本特性与安全工作区 | 19 |
| 1.5.3 基本参数 | 20 |
| 1.5.4 功率晶体管的驱动 | 21 |
| 1.5.5 达林顿晶体管 | 21 |
| 1.6 功率场效应晶体管 | 22 |
| 1.6.1 结构与基本原理 | 22 |
| 1.6.2 特性 | 23 |
| 1.6.3 基本参数 | 23 |
| 1.6.4 功率 MOSFET 的驱动与保护 | 24 |
| 1.7 绝缘栅双极晶体管 | 24 |
| 1.7.1 结构与基本原理 | 25 |
| 1.7.2 特性 | 25 |

| | |
|-----------------------------|-----------|
| 1.7.3 基本参数与安全工作区 | 26 |
| 1.7.4 IGBT 的驱动 | 27 |
| 1.8 其他新型电力电子器件 | 28 |
| 1.8.1 其他新型电力电子开关器件 | 28 |
| 1.8.2 智能功率模块与功率集成电路 | 29 |
| 本章小结 | 29 |
| 练习与思考 | 30 |
| 第 2 章 交流—直流变换器 | 31 |
| 2.1 单相可控整流电路 | 31 |
| 2.1.1 单相半波可控整流电路 | 31 |
| 2.1.2 单相桥式全控整流电路 | 34 |
| 2.1.3 单相全波可控整流电路 | 37 |
| 2.1.4 单相桥式半控整流电路 | 37 |
| 2.2 三相可控整流电路 | 39 |
| 2.2.1 三相半波可控整流电路 | 39 |
| 2.2.2 三相桥式全控整流电路 | 43 |
| 本章小结 | 48 |
| 练习与思考 | 48 |
| 第 3 章 直流—交流变换器 | 50 |
| 3.1 概述 | 50 |
| 3.2 电力电子器件的换流方式 | 50 |
| 3.3 有源逆变电路 | 52 |
| 3.3.1 单相有源逆变电路 | 52 |
| 3.3.2 三相有源逆变电路 | 54 |
| 3.3.3 逆变失败及最小逆变角的限制 | 56 |
| 3.4 无源逆变电路 | 57 |
| 3.4.1 无源逆变的分类和用途 | 58 |
| 3.4.2 无源逆变电路的工作原理 | 58 |
| 3.5 电压型逆变电路 | 59 |
| 3.5.1 单相电压型逆变电路 | 59 |
| 3.5.2 三相电压型逆变电路 | 61 |
| 3.6 电流型逆变电路 | 63 |
| 本章小结 | 65 |
| 练习与思考 | 65 |

第 4 章 交流—交流变换器..... 66

4.1 晶闸管交流电压控制器的类型 66

4.2 单相交流电压控制器..... 66

4.2.1 电阻性负载 66

4.2.2 阻感负载 67

4.3 三相交流调压电路..... 69

4.3.1 星形联结电路 70

4.3.2 支路控制三角形联结电路 71

本章小结..... 71

练习与思考..... 72

第 5 章 PWM 控制技术..... 73

5.1 概述..... 73

5.2 PWM 控制的基本原理 73

5.3 单相桥式 PWM 逆变电路 75

5.4 三相桥式 PWM 逆变电路 77

5.5 逆变电路的其他 PWM 控制方法..... 79

本章小结..... 80

练习与思考..... 80

第 6 章 电力电子技术应用实例..... 81

6.1 开关电源..... 81

6.1.1 开关电源的构成和基本原理 81

6.1.2 开关电源的特点..... 82

6.2 不间断电源 82

6.3 通用变频器 84

本章小结..... 86

练习与思考..... 86

参考文献..... 87



绪 论

电力电子技术虽然诞生的时间不长,但它的应用领域却极广,无论是传统工业,如电力、机械、矿冶、交通、化工、轻纺等行业的技术改造,还是高新技术产业,如航天、激光、通信、机器人等领域,无不闪现着电力电子技术的身影,电力电子技术的应用几乎遍及国民经济的各个工业部门,乃至日常生活的诸多方面。电力电子技术已迅速发展成为融合控制技术、电力技术、电机工程和电子技术等多学科知识于一体的综合性技术。电力电子技术及其产业的进一步发展为社会节能降耗、提高生产效率提供了行之有效的技术手段,必将给人类社会现代化生产和现代化生活带来深远的影响。

电力电子技术是与电能处理相关的一门综合性技术。将电子技术与控制技术应用到电力领域,通过电力电子器件组成的各种电力变换电路,实现电能的转换与控制,称为电力电子技术。它主要包括电力电子器件、电力电子电路(变流电路)和控制技术三个组成部分。其中,电力电子器件是基础,变流电路是核心,控制技术是纽带。

1957年美国通用电气(GE)公司发明了半导体开关器件——晶闸管,以此为基础的可控硅整流装置的出现,标志着电力电子技术的诞生。在随后的50多年里,电力电子技术 在器件、变流电路、控制技术等方面都发生了日新月异的变化。

电力电子器件的发展一般可分为三代,第一代电力电子器件是硅整流管(又称电力二极管)及晶闸管。硅整流管产生于20世纪40年代,是电力电子器件中结构最简单、使用最广泛的一种器件。目前,硅整流管已形成普通整流管、快恢复整流管和肖特基整流管三种主要类型。硅整流管对改善各种电力电子电路的性能、降低电路损耗和提高电源使用效率等方面具有非常重要的作用。目前又研制出一些新型高压快恢复整流管。

晶闸管的诞生为电力电子新器件的不断出现奠定了基础。1964年双向晶闸管开发成功;1965年小功率光触发晶闸管出现;20世纪60年代后期,大功率逆变晶闸管问世;1974年,逆导晶闸管和非对称晶闸管研制完成。到20世纪70年代,晶闸管已经形成了从低压小电流到高压大电流的系列产品。普通晶闸管广泛应用于交直流调速、调光、调温等低频(400Hz以下)领域。双向晶闸管常用于交流调压和调功电路中。光控晶闸管用于高压直流输电(HVDC)、静止无功功率补偿(SVC)等领域。逆变晶闸管主要用于中频感应加热。非对称晶闸管是一种正、反向电压耐量不对称的晶闸管,逆导晶闸管是非对称晶闸管的一种,逆导晶闸管主要用于逆变器和整流器中。由晶闸管及其派生器件构成的各种电力电子系统大大提高了电能的利用率,同时也使工业噪声得到一定程度的控制。

第二代电力电子器件具有自关断能力,是超大功率、高频全控器件,它极大地提高了开关控制的灵活性。自20世纪70年代中期起,电力晶体管(GTR)、可关断晶闸管(GTO)、电力场控晶体管(功率MOSFET)、静电感应晶体管(SIT)、MOS控制晶闸管(MCT)、绝缘栅双极晶体管(IGBT)等通、断两态双可控器件相继问世,电力电子器件日趋成熟。



全控型器件的开关速度普遍高于晶闸管，可用于开关频率较高的电路。

第三代电力电子器件将是智能功率集成电路或功率 IC。20 世纪 90 年代后，电力电子器件研制进入高频化、标准模块化、集成化和智能化时代。功率集成电路（PIC）是指将高压功率器件与信号处理系统及外围接口电路、保护电路、检测诊断电路等集成在同一芯片的集成电路，可分为智能功率集成电路（SPIC）和高压集成电路（HVIC）两类，统称为智能功率集成电路或功率 IC。它实现了器件与电路的集成，强电与弱电、功率流与信息流的集成，成为机和电之间的智能化接口，是机电一体化的基础单元。

电力电子技术中变流电路的发展先后经历了整流器阶段、逆变器阶段和变频器阶段，电力电子技术在许多新领域得到应用。20 世纪 60 年代和 70 年代处于整流器阶段，大功率硅整流器能够高效率地把工频交流电转变为直流电，用于电解、牵引和直流传动三大领域中。在 20 世纪 70 年代到 80 年代，进入逆变器阶段，交流电动机变频调速因节能效果显著而迅速发展，大功率逆变用的晶闸管、巨型功率晶体管和门极可关断晶闸管成为当时电力电子器件的主角。20 世纪 80 年代末期和 90 年代初期迎来了变频器大发展的阶段，以功率 MOSFET 和 IGBT 为代表的、集高频高压和大电流于一身的功率半导体复合器件表明传统电力电子技术已经进入现代电力电子时代。

伴随着电力电子器件经历了工频、低频、中频到高频的发展历程，电力电子电路的控制从最初由分立元件构成的通过相位控制实现目的的控制电路发展到集成控制器，出现多种专用模拟集成控制芯片，再到如今实现高频开关的计算机控制，并向着更高频率、更低损耗和全数字化的方向发展，实现电力电子装置运行的智能化。

电力电子技术作为一门新兴的高新技术，已被广泛地应用于高品质交直流电源、电力系统、变频调速、新能源发电及各种工业与民用电器等领域，成为现代高科技领域的支柱技术。



第1章 电力电子器件

1.1 概述

电力电子器件（Power Electronic Device）是指在电能变换与控制的电路中，实现电能的变换或控制的电子器件。目前半导体电力电子器件是电能变换和控制领域的主力。电力电子器件在电路中一般以开关形式进行工作，电力电子器件应具备工作损耗小、承受电流和电压能力大、开关速度快等特点。

电力电子器件发展非常迅速，品种也非常多，目前最常用的有不可控的电力二极管，半可控的普通晶闸管（SCR）、双向晶闸管（TRIAC），全可控的可关断晶闸管（GTO）、功率晶体管（GTR 或称 BJT）、功率场效应管（Power MOSFET）、绝缘栅双极型功率晶闸管（IGBT），以及新型的功率集成电路（PIC）、智能功率模块（IPM）等。与电力电子器件相配套的各种专用集成驱动控制电路和保护电路发展也很快，品种不断推陈出新。目前市场上常见的电力电子器件及分类见表 1.1。

表 1.1 电力电子器件及分类

| 器 件 类 别 | | 器 件 名 称 |
|---------|-------|---|
| 不可控器件 | 二极管 | 普通整流硅二极管 快速恢复二极管 肖特基整流二极管 肖克莱二极管 硅对称开关 |
| | | 普通晶闸管（SCR） 快速晶闸管 双向晶闸管 逆导晶闸管 光控晶闸管 |
| 可控器件 | 全可控器件 | 功率晶体管（GTR） 门极可关断晶闸管（GTO） 功率场效应管（Power MOSFET） 绝缘栅双极型功率晶体管（IGBT） 静电感应晶体管（SIT） MOS 栅控晶闸管（MCT） 静电感应晶闸管（SITH） 智能功率模块（IPM） 功率集成电路（PIC） |



电力电子器件分类方法主要有以下 3 种。

1. 受控方式

按电力电子器件的受控方式,可分为不可控、半可控和全控器件三类。不可控器件器件本身没有导通、关断控制能力。这类器件包括普通整流二极管,肖特基(Schottky)整流二极管等。半可控器件通过控制信号只能控制其导通,不能控制其关断,这类器件包括普通晶闸管,快速、光控、逆导、双向晶闸管等。全控器件通过控制信号既可控制其导通又可控制其关断,属于全控型器件主要有 GTO、GTR、功率 MOSFET、IGBT 等。

2. 载流子类型

按电力电子器件内部电子和空穴两种载流子参与导电的情况,可将电力电子器件分为单极型、双极型和混合型三类。单极型器件由一种载流子参与导电的器件,称为单极型器件,如功率 MOSFET、静电感应晶体管 SIT 等。双极型器件由电子和空穴两种载流子参与导电的器件,称为双极型器件,如 PN 结整流管、普通晶闸管、电力晶体管等。混合型器件由单极型和双极型两种器件组成的复合型器件,称为混合型器件,如 IGBT、MCT 等。

3. 控制信号性质

按控制信号的不同,电力电子器件可分为电压控制型和电流控制型两种。电流控制型器件采用电流信号来实现导通或关断控制,代表器件如晶闸管、电力晶体管等。电压控制型器件采用场控原理控制器件的通/断状态,代表器件如功率 MOSFET、IGBT 等。

1.2 电力二极管

半导体二极管是开通与关断均不可控的半导体器件,称为不控型或非控型器件。用于电力变换和电力控制电路中的半导体二极管,其电压、电流的额定值较大,即容量较大,这类半导体二极管称为半导体电力二极管。

电力二极管是电力电子器件中结构最简单、应用最广泛的一种器件,是不控整流的核心器件,目前已形成普通型、快恢复型和肖特基型等系列产品。电力二极管可改善各种电力电子电路的性能、降低电路损耗和提高电能使用效率。目前的电力开关器件体积较小,自身的散热能力也较小,故必须安装相应的散热器进行散热。

1.2.1 PN结的形成

完全纯净结构完整的半导体晶体称为本征半导体。常温下本征半导体可以激发出少量的自由电子(带负电),并同时出现相应数量的空穴(带正电),这两种不同极性的带电粒子统称为载流子。空穴的出现是半导体区别于导体的一个显著特点。本征半导体内,载流子数量极少,导电能力很差。温度对半导体内载流子浓度影响很大,温度升高,载流子浓度随之增大,从而半导体的导电能力随温度的升高而显著增强,这是半导体的一个重要特性。在本征半导体内掺入微量的杂质,半导体的导电能力就会发生显著的变化,这种半导



体称为杂质半导体。杂质半导体分为电子型(N型)半导体和空穴型(P型)半导体两类。N型半导体中的杂质为五价元素,如磷,它使半导体增加许多自由电子,导致自由电子数远大于空穴数,此类半导体中自由电子为多数载流子(简称多子),空穴为少数载流子(简称少子)。P型半导体中的杂质为三价元素如硼,它使半导体增加了许多空穴,导致空穴数远大于自由电子数,此类半导体中空穴为多数载流子,自由电子为少数载流子。

将N型半导体与P型半导体结合起来,在其接触交界面处两侧,由于电子及空穴的浓度差别,载流子在无规则的热运动中,将由高浓度区向低浓度区扩散,电子从N区向P区扩散,空穴从P区向N区扩散。电子离开N区后,留下不能移动的正离子,形成了带正电荷的区域;空穴离开P区后,留下不能移动的负离子,形成了带负电荷的区域。这样在接触界面两侧由不能移动的正负离子形成空间电荷区,形成了由N区指向P区的电场,称为内电场。内电场阻止载流子扩散,但可以帮助载流子进行漂移,即电子逆内电场方向由P区漂移回N区,空穴沿内电场方向由N区漂移回P区,漂移运动与扩散运动方向相反。当两者达到动态平衡时,就形成了一个稳定的空间电荷区,这个空间电荷区称为PN结,如图1.1所示。在空间电荷区内,多数载流子已扩散到对方并被复合,因此空间电荷区又称为耗尽层;空间电荷区的内电场对载流子的扩散运动起阻挡作用,故空间电荷区又称为阻挡层。内电场的存在说明N区电位高于P区电位,这个电位差是由于电子势能变化引起的,称为接触电位差。电子要从N区到P区必须越过这个被称为势垒的能量高坡,因此又把空间电荷区称为势垒区。

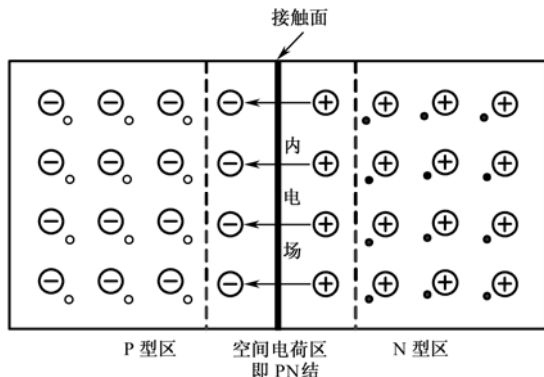


图 1.1 PN 结示意图

1.2.2 PN结的单向导电性与反向击穿

1. PN结的重要特征是单向导电性

当PN结加上正向外电压,即外电压正端接P区,负端接N区时,外加电场与PN结内电场方向相反,PN结变窄,表现为一个很小的电阻,可以流过较大的正向电流,称为正向导通。当PN结加上反向外电压,即外电压的正端接N区,负端接P区时,外加电场与PN结内电场方向一致,使PN结变宽,表现为一个很大的电阻,这时反向饱和电流只有微安数量级,可以认为没有电流流过,称为反向截止。这就是PN结的单向导电



性, 如图 1.2 所示。

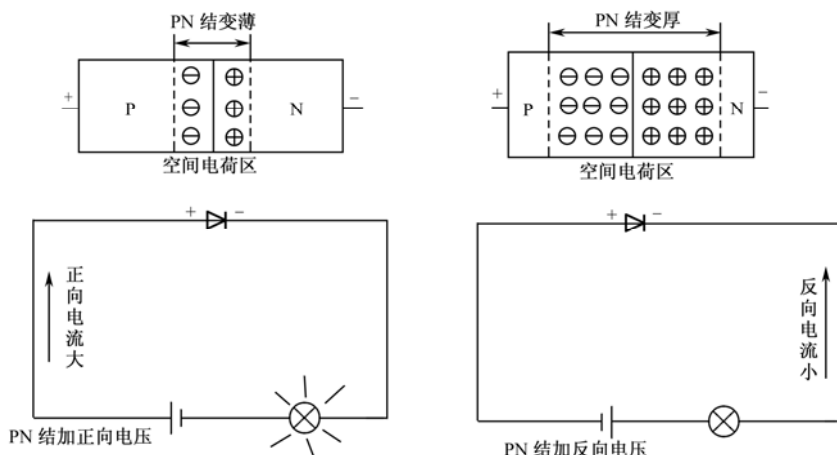


图 1.2 PN 结的单向导电性

2. PN 结的反向击穿

PN 结具有一定的反向耐压能力, 如果反向电压增加过大, 达到反向击穿电压时, 反向电流将会急剧增大, 这种状态称为反向击穿。反向击穿有时会造成 PN 结损坏。PN 结反向击穿有三种类型: 雪崩击穿、齐纳击穿和热击穿。

(1) 雪崩击穿

当加于 PN 结的反向电压增加时, 使空间电荷区的电场强度增大, 通过空间电荷区的电子和空穴的漂移运动被加速, 其动能增大。这些高能量、高速度的载流子不断地与晶体原子相碰撞, 可使共价键中的原子激发形成自由电子空穴对, 这种现象称为碰撞电离。新产生的载流子在强电场的作用下也被加速, 并重新获得能量, 产生新的碰撞电离, 导致载流子迅速成倍地增加, 故称为雪崩倍增效应又称雪崩击穿。一旦发生雪崩倍增现象, 载流子浓度将急剧增加, 使反向电流急剧增大, 从而导致 PN 结反向击穿。

(2) 齐纳击穿

齐纳击穿又称隧道击穿, 它与雪崩击穿的性质完全不同, 它是在比较低反向电压下发生的击穿。在高掺杂浓度的 PN 结中, P 区与 N 区之间空间电荷区反向电场较强, 再加上反偏电压使电场强度增加, 进一步增强了 P 区中的一些电子穿过空间电荷区 (称为隧道效应) 进入 N 区变为自由电子的能力, 并形成反向电流, 即发生齐纳击穿。齐纳击穿主要决定于空间电荷区内的最大电场。齐纳击穿多发生在掺杂浓度高的特殊器件中。

(3) 热击穿

上述两种击穿过程都是可逆的。只要在外电路中采取适当措施, 把反向电流限制在一定范围内, 保证功耗不超过 PN 结容许的耗散功率, 那么当反向电压降低后 PN 结仍可恢复原来的状态。如果超过了容许的耗散功率, 就会因热量散发不出去而导致 PN 结温度上升, 直至过热而烧毁, 这种现象称为热击穿。热击穿必须尽可能地避免。



3. PN结的电容效应

PN 结中的电荷量随外加电压而变化, 呈现电容效应, 称为结电容 C_J 。结电容影响 PN 结的工作频率, 特别是在高速开关状态时, 使其单向导电性变差, 甚至不能工作。PN 结电容是由性质不同的势垒电容和扩散电容共同造成的。

(1) 势垒电容 C_B

PN 结交界处形成的空间电荷区即势垒区, 如同平行板电容器的极板, 可以进行充放电。当 PN 结两端电压变化时, 将引起 PN 结空间电荷区的改变, 表现为电容效应, 用势垒电容 C_B 来描述。当 PN 结处于正向偏置状态且电压升高时, N 区和 P 区中的多数载流子进入空间电荷区, 使空间电荷区变窄, 称为载流子的存储效应。存储电荷量随正偏压的增加而增加, 相当于充电。当外加正向电压降低时, 会有一部分载流子离开 PN 结, 相当于放电。势垒电容不是一个固定不变的值, 其大小随外加电压而改变。势垒电容只在外加电压变化时才起作用, 外加电压频率越高, 势垒电容的作用越显著。势垒电容 C_B 的大小与 PN 结截面积成正比, 与阻挡层厚度成反比。

(2) 扩散电容 C_D

PN 结的正向电流是由 P 区中的空穴和 N 区中的电子相互扩散形成的。当 PN 结外加正向电压时, 大量电子由 N 区进入 P 区, 空穴由 P 区进入 N 区。但电子进入 P 区后并不立即与空穴复合而消失, 而是在靠近耗尽层的一定距离内 (通常称为扩散长度) 与空穴复合的同时继续扩散, 空穴进入 N 区后亦然。可见在扩散长度内存储了一定数量的电荷, 正向电流越大, 存储电荷越多。它们随正向电压的变化亦具有电容的性质, 称为扩散电容 C_D 。

综上所述, PN 结电容 C_J 的两种成分在不同外加电压条件下所占的比重不同。在正向偏置状态下, 当正向电压较低时, 因扩散运动较弱, 扩散电容较小, 势垒电容占主要成分; 正向电压较高时, 扩散运动加剧, 扩散电容成为 PN 结电容的主要成分。在反向偏置状态下, 扩散运动被抑制, 因而表现出较小的扩散电容, 因此结电容以势垒电容为主。

1.2.3 二极管的特性与参数

功率二极管是由一个面积较大的 PN 结和两端引线以及封装组成的, 也有模块式结构。由于功率二极管流过很大电流, 其中引线、焊接电阻压降等都有明显影响, 同时为了提高耐压, 掺杂浓度低也造成压降较大。

1. 伏安特性

功率二极管的电路符号及伏安特性如图 1.3 所示。

当加于二极管的正向电压上升到一定值后, 正向电流才开始明显增加, 二极管导通。此时所对应的正向电压 U_{T0} 叫做二极管的门槛电压。二极管导通时的正向电流 I_F 由外部电路决定, 与 I_F 相对应的二极管两端间的电压 U_F 即为正向电压降。显然, 门槛电压 U_{T0} 小于二极管的稳态正向电压降 U_F 。电力二极管伏安特性于导通时的管压降, 大电流硅电力二极管约为 1V 或略大于 1V, 小电流硅二极管约为 0.7V, 锗二极管约为 0.3V。



当二极管施加反向电压时,只有少数载流子引起的微小且数值恒定的反向漏电流。由于PN结漏电流与温度有关,随温度升高而升高。所以二极管正向特性也与温度有关。当温度升高时,二极管正向特性向左平移。

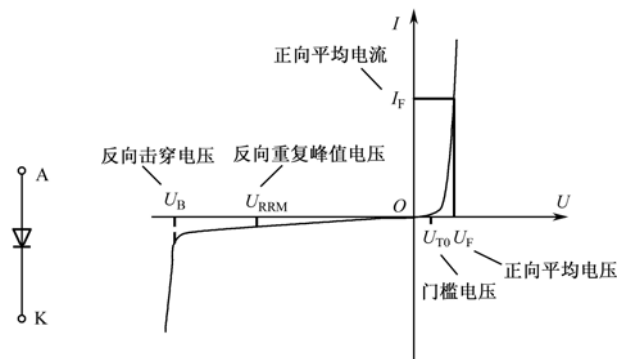


图 1.3 功率二极管的电路符号及伏安特性

2. 开关特性

当二极管加正向电压处于稳定的导通状态时,二极管流过正向电流,PN结电容充有一定量电荷,若外加电压反向,正向电流下降到零时,因结电容储存的电荷需要一定的释放时间,二极管不能立即截止,直至PN结存储电荷全部放出,二极管才能恢复截止状态。从加于空间电荷区的正向电压减小为零,到空间电荷区的载流子浓度开始衰减的这段时间称为延迟时间,在这段时间内二极管PN结仍保持导通状态,反向电流较大。此后,空间电荷区的载流子浓度进一步减小,开始承受反向电压,PN结变为反向偏置状态,反向电流明显下降,反向电压降上升,反向电流减小到等于反向饱和电流,此时二极管完全恢复到截止状态,这段时间时间称为电流下降时间。二极管的反向恢复时间等于延迟时间与下降时间之和,反向恢复时间对二极管的工作频率具有决定性的意义,它限制了二极管的开关速度。

当二极管已处于稳定的反向偏置状态,此时势垒电容已充有一定电荷,使阻挡层变厚。若突然加正向电压,在迫使二极管正向导通的过程中,要让二极管的PN结变为正向偏置,必须先将充入势垒电容中的电荷放掉,并且只有当正向电压上升到门槛电压以上时,PN结才会有正向电流流过,这一过程所需要的时间称为正向恢复时间。正向恢复时间同样也限制了正向电流上升速率和开关速度。

3. 性能参数

(1) 额定正向平均电流。 I_F 二极管长期运行时,允许通过的最大正向平均电流。其定额方法是在指定壳温、规定散热条件下二极管流过工频正弦半波的平均电流,在该电流下由于二极管的正向压降引起的损耗使结温升高不超过最高允许结温。由此定额方法可知,正向电流是按发热条件定义的,在应用中应按有效值相等条件来选取二极管定额。



(2) 反向重复峰值电压 U_{RRM} 。二极管反向所能施加的最高峰值电压。通常是反向雪崩击穿电压 U_B 的 $2/3$ 。使用时,通常按电路中二极管可能承受的最高峰值电压的两倍来选取二极管定额。

(3) 最高允许结温 T_{JM}

结温是指整个 PN 结的平均温度,最高允许结温是指在 PN 结不致损坏的前提下所能承受的最高平均温度。最高允许结温 T_{JM} 通常在 $125\sim 175^{\circ}\text{C}$ 范围之内。

(4) 反向恢复时间 t_{rr}

反向恢复时间是指从二极管正向电流过零到反向电流下降到其峰值 10% 时的时间间隔。它与反向电流上升率、结温、开关前的最大正向电流等因素有关。

1.2.4 二极管的分类

具有单向导电特性的二极管在不同的电路中起着不同的作用,例如,在交流一直流变换中作为整流器件,在电感滤波及具有电感元件的电路中作为续流元件,在晶闸管逆变电路中作为反向充电和能量传输元件,在各类变换器中作为隔离、箝位、保护元件等。由二极管的工作速度来决定它的适用范围,如在工频整流电路中,基本上对二极管开关速度没有什么要求,而在高频变流器中就必须采用恢复时间短的二极管。依此二极管可分为三类:普通二极管、快恢复二极管和肖特基二极管。

1. 普通二极管

普通二极管多用于 1kHz 以下的整流电路中,由于工作频率低,反向恢复时间并不重要,一般为 $25\mu\text{s}$ 左右,在参数表中甚至不列出这一参数。电流定额由小于 1A 到数百安,电压等级从 50V 到高达 5kV 。

例如,国产 ZP 系列硅整流二极管主要用于无线电通信设备或其他电气设备的电源部分。

2. 快恢复二极管

快恢复二极管也称为开关二极管,这类二极管的反向恢复时间通常小于 $5\mu\text{s}$,适用于高频下的斩波和逆变电路。高于 400V 的快恢复二极管常用扩散法制造,用掺杂金或铂控制反向恢复时间的大小。用外延法制造的二极管具有更快的开关速度,使恢复时间可低于 50ns ,故称做超快恢复二极管。

国产 ZK 系列硅快速整流管主要用于无线电通信或其他电气设备的电源部分。

3. 肖特基二极管

肖特基二极管是肖特基势垒二极管的简称,常用 SBD 表示。SBD 是在金属与半导体接触后,电子从半导体向金属扩散,结果在半导体一侧形成空间电荷区、内电场和势垒。金属和半导体之间的接触势垒就是肖特基势垒。在外电压的作用下, SBD 也表现出单向导电的特性。但是, SBD 在正向导通时, N 型区中的电子是流到金属中而不是流到 P 型半导体中,因此不存在扩散电容的问题。恢复时间仅是势垒电容的充放电时间。其反向恢复时间远小于相同定额的结型二极管,正向压降较小,漏电流较大,电压定额较低。



1.2.5 散热措施

功率二极管中 PN 结的性能与温度密切相关。电流流过芯片时产生功率损耗,引起芯片温度上升。为保证器件正常工作,必须规定最高允许结温,最高结温对应的器件耗散功率即是器件的最大允许耗散功率。器件工作时不应超过最高结温和最大允许功耗值,否则器件可能损坏。工程实际中,结温通常是指芯片的平均温度,由于功率器件的芯片较大,温度分布并不均匀,可能出现局部比最高允许结温高得多的过热点,导致器件损坏,所以规定的最高允许结温远低于其失效温度,且随设备可靠性要求不同而不同,这就是结温减额使用。例如对于硅功率二极管最高工作结温取为 $135\sim 150^{\circ}\text{C}$,对军用设备取 $125\sim 135^{\circ}\text{C}$,对超高可靠性设备则取 105° 。

芯片温度的高低与器件内部功耗的大小、芯片到外界环境的传热条件(传热机构、材料、冷却方式等)以及环境温度等有关。设法减小器件的内部功耗、改善传热条件,对保证器件长期可靠运行有极其重要的作用。为了便于散热,功率二极管一般加装散热器。散热器用对流和辐射的方式将热能传到环境中去,散热器散热效果的优劣与散热器的材质、结构、表面颜色、冷却方式以及安装位置有关。散热器有平板散热器、型材散热器和叉指型散热器等,如图 1.4 所示。叉指型散热器比其他散热器体积小而质量轻。叉指型散热器的国产型号为 SRZ 系列,型材散热器国产型号有 XC 系列、DXC 系列和 XSF 系列等。散热器表面应涂黑色漆或钝化,以提高辐射系数,黑色散热器比光亮散热器效果好,由于热气流向上流动,所以散热器应垂直安放,以便散热。常用的散热器冷却方式有自冷、风冷、液冷和沸腾冷却四种,如图 1.5 所示。

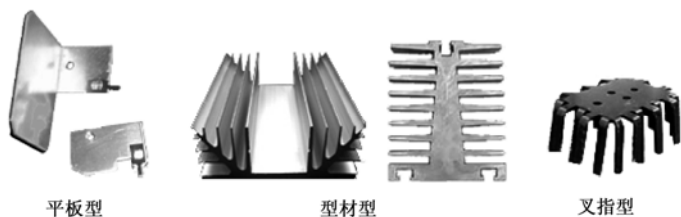


图 1.4 散热器类型

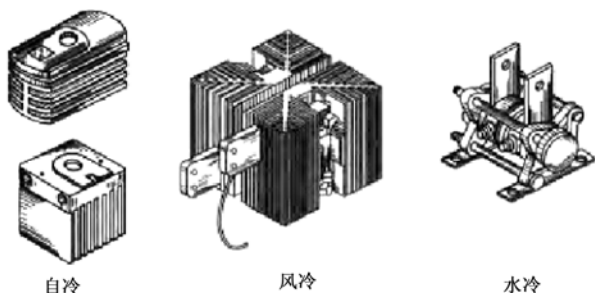


图 1.5 散热器冷却方式



自冷是由空气的自然对流及辐射作用将热量带走的散热方式,结构简单、无噪声,不需维护,但散热效率低。风冷是采用强制通风、加强对流的散热方式,一般为自冷散热效率的2~4倍,噪声大。水冷方式散热效率极高,冷却介质除水外,还可采用变压器油等,但设备庞杂,投资高,占地面积大。沸腾冷却是将冷却介质放在密闭容器中,通过媒质物相的变化进行冷却,效率极高,且装置体积小,但造价昂贵。

器件直接安装在散热器上时,由于器件的封装形式不同,散热效果亦不同,散热优劣还与器件和散热器之间是否有垫圈、是否涂有硅油等情况有关,当接触面涂有硅油时,散热效果明显上升。器件管壳与散热器两平面接触时总是点接触,随压力加大,接触面加大,散热效果提高,因此,要求接触面应当尽量光洁、平整,无划伤、坑、瘤或异物等,必要时还应抛光或加镀层。

1.3 晶闸管及其派生器件

电力行业使用的晶闸管是一种大功率半导体器件,可控硅(SCR)是指普通晶闸管,所有派生器件(如快速晶闸管、逆导晶闸管和双向晶闸管等)则属于特殊晶闸管。目前在工业上,晶闸管仍然是相控式电力电子技术的核心器件,它主要用于整流、逆变、调压、开关等,其中应用最多的是整流。

1.3.1 晶闸管的结构与特性

1. 晶闸管的结构

晶闸管是由3个PN结组成的半导体器件,大功率晶闸管外形有螺栓式和平板式两种,其管芯一般做成圆形薄片,如图1.6所示。晶闸管的内部结构示意及电路符号如图1.7所示,它有三个电极,分别称为阴极K、阳极A和控制极G(又称门极)。

电力用晶闸管是大功率半导体器件,它在工作过程中会有损耗,损耗的电能主要转变为热能,产生的热量主要依靠与晶闸管紧密接触的散热器释放出去。额定通态平均电流在200A以上的晶闸管采用平板式结构。

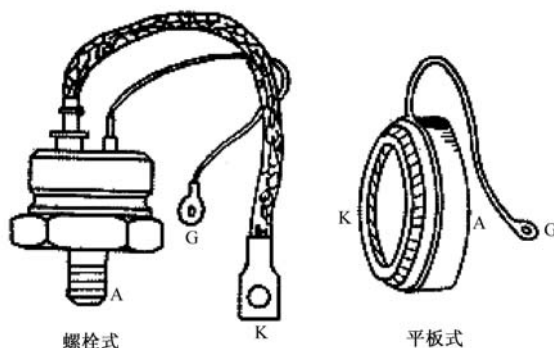


图 1.6 大功率晶闸管外形

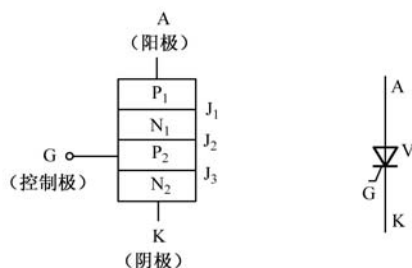


图 1.7 晶闸管内部结构示意图及电路符号

2. 晶闸管的电压电流特性

晶闸管的导通和关断是由阳极电压 U_A 、阳极电流 I_A 及门极电压 U_G （电流 I_G ）等决定的。在实际应用中常用实验曲线来表示它们之间的关系，此曲线就称为晶闸管的电压—电流特性曲线，如图 1.8 所示。

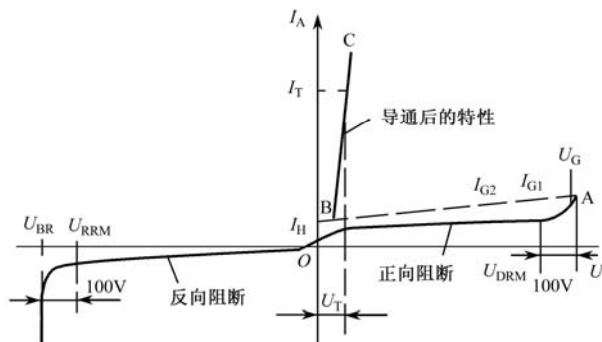


图 1.8 晶闸管的电压—电流特性曲线

横坐标表示阳极电压 U_A ，纵坐标表示阳极电流 I_A 。曲线表明：在门极电流 $I_G=0$ 的情况下，阳极正向电压小于某一数值范围时，阳极电流一直很小，这个电流称为正向漏电流，这时晶闸管处于正向关断状态。当正向漏电流突然增大，晶闸管由正向关断状态突然转化为导通，这时的正向电压称为正向转折电压 U_{BO} ，这样的导通称为晶闸管硬开通。硬开通易造成晶闸管的损坏，一般是不允许的。

当门极加上正向电压后，即 $I_G>0$ 时，晶闸管仍有一定的正向阻断能力，但此时使晶闸管从正向阻断转化为正向导通所对应的阳极电压比 U_{BO} 要低，且 I_G 越大，相应的阳极电压低得越多。也就是说，当晶闸管的阳极加上一定的正向电压时，在其门极再加一适当的触发电压，晶闸管便触发导通，这就是可以利用的晶闸管的可控导通性。晶闸管导通后可以通过很大的电流，而它本身的压降只有 1V 左右，可见这一段特性曲线（BC 段）靠近纵坐标而且陡直，与二极管的正向特性曲线相似。

晶闸管的反向状态特性与一般二极管相似，当反向电压在某一数值以下时，只有很小的反向漏电流，晶闸管处于反向阻断状态。当反向电压增加到某一数值时，反向漏电流急



剧增大,使晶闸管反向击穿,这时所对应的电压称为反向转折电压 U_{BR} 。晶闸管一旦反向击穿就永久损坏,在实际应用时应避免。

晶闸管只有当阳极回路和门极回路均加正向电压(即 $U_{AK}>0$ 、 $U_{GK}>0$)时,晶闸管才能被触发导通;而当阳极回路加反向电压(即 $U_{AK}<0$)时,无论控制极是否加触发信号,晶闸管均不会导通,因此晶闸管是逆阻型器件。晶闸管一旦导通,控制极便失去控制作用,此时即使去掉控制极信号,晶闸管仍继续导通。去掉控制极信号使晶闸管能继续导通的最小阳极电流,称为擎住电流 I_L 。只有当晶闸管中电流小于维持电流 I_H 时,晶闸管才会关断。故晶闸管为开通可控、关断不可控的半控型器件。

晶闸管的触发电压 U_{GT} 和触发电流 I_{GT} 要保证晶闸管可靠触发, U_{GT} 不能太低,否则容易受外界干扰造成误触发。为防止误触发,可在控制极加上负电压,其量值在 $3\sim 5V$ 范围,负电压的量值不宜过大,否则可能会击穿控制极 PN 结。

晶闸管的触发装置必须有足够的输出功率,以保证同型号晶闸管可用同一个触发装置。控制极触发信号只能采用脉冲形式,触发脉冲信号的宽度应保证晶闸管可靠导通,以使触发脉冲消失前,晶闸管先达到擎住电流 I_L ,触发信号必须与电源同步,触发信号应能够移相,以便调整晶闸管主电路的输出。

1.3.2 晶闸管的参数与型号

1. 晶闸管的参数

晶闸管手册中记录的工作参数较多,在电工生产实践中,最关心的是晶闸管在阻断状态下能够承受多大正、反向电压,它在导通时能通过多大的电流,要使它可靠触发导通门极需加多大的电流(电压)等。在实际使用时考虑的晶闸管参数主要有以下几项。

(1) 正向断态重复峰值电压 U_{DRM}

在额定的结温、门极断路和晶闸管正常阻断的条件下,允许重复加在晶闸管上的最大正向峰值电压。一般取值比 U_{B0} 低 $100V$ 。

(2) 反向重复峰值电压 U_{RRM}

在额定的结温下,门极断路,允许重复加在晶闸管上的反向峰值电压,一般取值比 U_{BR} 低 $100V$ 。它反映了阻断状态下晶闸管承受的反向电压大小。通常 U_{DRM} 和 U_{RRM} 大致相等,习惯上统称峰值电压。如果 U_{DRM} 和 U_{RRM} 不相等,则取其中较小的那个电压定义为“正反向峰值电压”,且作为该晶闸管的“额定电压”。选择晶闸管时应考虑 $2\sim 3$ 倍的电压安全裕量,再结合晶闸管系列的等级取整。

(3) 通态平均电流 $I_T(AV)$

在环境温度不超过 $40^{\circ}C$ 和规定的散热条件下,允许通过的工频正弦半波电流在一个周期内的最大平均值称为通态平均电流,简称正向电流。

晶闸管的导通角一般小于 180° ,若晶闸管中流过的平均电流相同,则导通角越小,相应的电流的波形越尖,峰值越大(这样才能保持电流的平均值相同)。但是波形越尖、峰值越大的电流其有效值和发热量(与有效值有关)也越大。因此当晶闸管的导通角变小时,允许的平均电流必须适当降低。选择晶闸管时应考虑 $1.5\sim 2$ 倍的电流安全裕量,再



结合晶闸管系列的等级取整。

(4) 通态平均电压 $U_{T(AV)}$

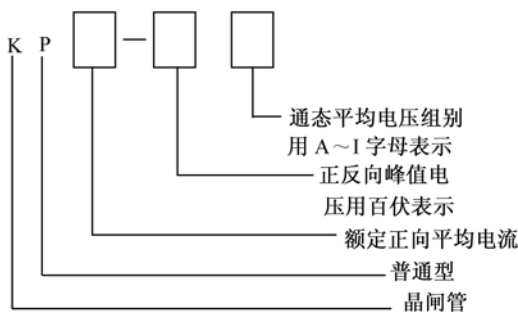
晶闸管正向通过正弦半波额定的平均电流、结温稳定时,阳极和阴极间的电压平均值称为通态平均电压,习惯上称为导通时的管压降。这个电压当然越小越好。出厂时规定的上限值即为该型合格产品的最大管压降,它由工厂根据合格的形式试验自订。按照国家有关规定,通态平均电压的组别共分为九级,用 A~I 表示, A 级为 0.4V, I 级为 1.2V, 额定电流小于 100A 时不标。

(5) 维持电流 I_H

在规定的环境温度和门极断路的情况下,维持晶闸管继续导通时需要的最小阳极电流称为维持电流。它是晶闸管由通到断的临界电流,要使导通的晶闸管关断,必须使它的正向电流小于 I_H 。

2. 晶闸管的型号

根据原机械工业部颁发的标准 JB 1144—1975 规定, KP 系列普通晶闸管的型号及含义如下:



例如, KP100—12G 的晶闸管表示额定电流为 100A, 额定电压为 1200V, 正向导通平均压降组别为 G(1V)的普通反向阻断型晶闸管。再如, KP10—20 表示额定通态平均电流为 10A, 正反向重复峰值电压为 2000V 的普通反向阻断型晶闸管。

1.3.3 派生器件

1. 双向晶闸管 (TRIAC)

双向晶闸管的结构、符号与伏安特性曲线如图 1.9 所示, 可以认为它是两个反并联连接的普通晶闸管的集成: 它有三个电极, 分别是两个主电极 A1、A2 和一个门极 G, 在门极 G 的作用下主电极的正、反两个方向均可触发导通, 所有双向晶闸管在第 I、III 象限的伏安特性曲线是对称的。

无论主电极 A1、A2 之间加的是正向还是反向电压, 门极加的是正脉冲还是负脉冲, 双向晶闸管都能被触发导通。

双向晶闸管较一对反并联晶闸管经济, 且控制简单, 但门极电路灵敏度低, 双向晶闸管关断时间较长, 有误导通的可能从而造成换相失败。双向晶闸管主要用于电阻性负载的



相位控制,也可用于固态继电器及电动机的控制等,其供电频率通常被限制在 50Hz 左右,一般不能用于感性负载。

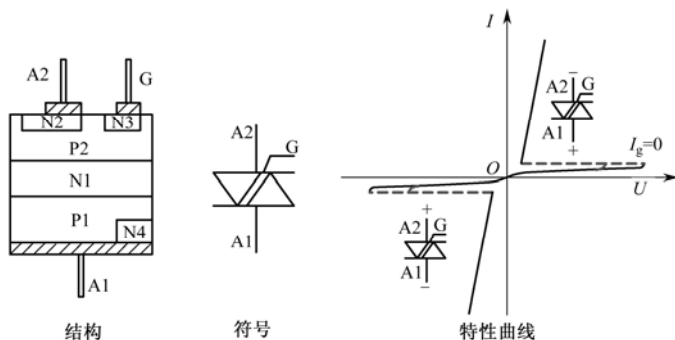


图 1.9 双向晶闸管的结构、符号与伏安特性曲线

2. 逆导晶闸管 (RCT)

普通晶闸管具有反向电压阻断性,即给晶闸管加反向电压,晶闸管截止,但在各类逆变器或斩波器的应用中,往往不需要晶闸管阻断反向电压,因此产生了反向电压耐量较低的不对称晶闸管 (ASCR),逆导晶闸管是不对称晶闸管的特例,它是将晶闸管与一个二极管反向并联后制作在同一管芯上的功率集成器件。如图 1.10 所示分别为逆导晶闸管的等效电路、符号及伏安特性。

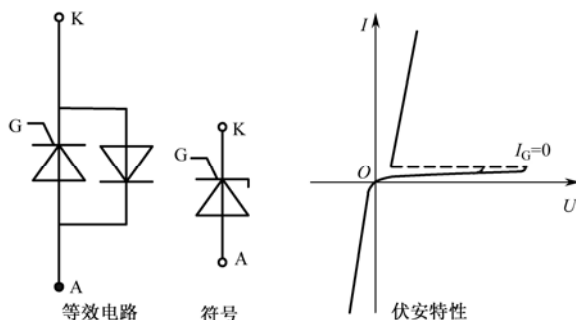


图 1.10 逆导晶闸管的等效电路、符号及伏安特性

当逆导晶闸管承受正向偏置电压时,内部二极管截止,内部晶闸管可以被触发导通,其特性相当于一个普通的晶闸管。当它承受反向偏置电压时,内部晶闸管关断,内部二极管导通,管内流过反向电流,相当于一个导通的二极管,因它只有正向阻断能力没有反向阻断能力,所以称为逆导晶闸管。

与普通晶闸管相比,逆导晶闸管具有正向压降小、关断时间短、额定结温高等优点,使用时器件数量减少,大大减小了装置的体积,减轻了装置的重量,且配线简单,价格便宜,广泛应用于直流供电、调压、调速等设备中。但由于晶闸管和二极管制作在同一管芯



上, 使晶闸管和二极管的载流容量的比值固定, 限制了它的灵活应用。

逆导晶闸管的额定电流由两个值决定, 一是晶闸管的电流, 一般位于分子; 另一个是二极管电流, 一般列于分母, 如 300/150A, 300/300A 等, 两者比值一般为 1~3, 应根据要求而定。

3. 快速晶闸管

在斩波电路和高频逆变电路等快速应用的场合, 往往需要晶闸臂不仅具有良好的静态特性, 还要具有良好的动态特性, 如要求晶闸管开通和关断的时间短等。快速晶闸管包括所有为快速应用而设计的晶闸管, 包括常规的快速晶闸管和工作在高频率 (10kHz 以上) 的高频晶闸管。

快速晶闸管的结构、符号与普通晶闸管相同, 但它采用了特殊的制造工艺, 使它的导通时间大大缩短。

从关断时间比较, 一般普通晶闸管为数百微秒, 快速晶闸管为数十微秒, 而高频晶闸管为 10 μ s 左右。

4. 光控晶闸管

光控晶闸管实际上是用光信号代替普通晶闸管的门极触发信号触发导通的晶闸管。光控晶闸管的符号及伏安特性如图 1.11 所示。它与普通晶闸管一样有三个 PN 结, 从构造上看, 有两端型和三端型两种。

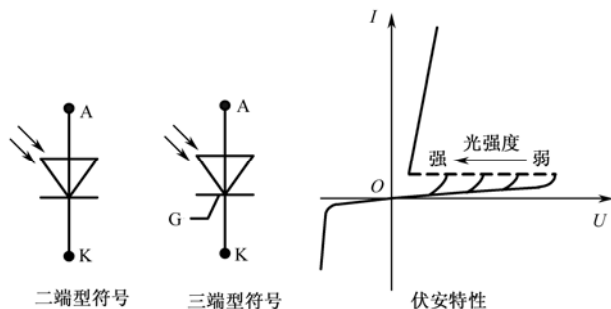


图 1.11 光控晶闸管的符号及伏安特性

两端型光控晶闸管没有门极, 用光照射时, 晶闸管的中间层激发产生出大量的电子、空穴, 相当于产生了门极电流, 当此电流足够大时, 光控晶闸管就由阻断转为导通, 光控晶闸管此时去掉照射光, 光控晶闸管仍能维持导通。要使光控晶闸管关断只有去掉阳极正向电压。此种光控晶闸管对红外线更加敏感, 它的开通时间与光的强度有关, 一般为几微秒。响应速度比较快, 且由于它的主电路和控制电路在电气上是完全绝缘的, 从而大大简化了光控电路的结构, 广泛应用在路灯开关、高压直流输电线路、自动化生产监控等多种场合。

三端型光控晶闸管接有门极, 光控晶闸管的导通既可用光激发控制, 也可用门极电流触发控制。



5. 其他特殊晶闸管

随着电子技术的迅速发展,新型晶闸管得到了不断的发展和应用,很多特殊晶闸管相继问世,如温控晶闸管、场控晶闸管、四极晶闸管等。另外,晶闸管正不断地向大功率化、快速化、集成化、模块化(几个晶闸管安装在一个外壳中)和廉价可靠等方向发展。这将不断推动变流技术的发展和應用。

1.4 门极可关断晶闸管(GTO)

门极可关断晶闸管(Gate-Turn-Off Thyristor, GTO)是在普通晶闸管的基础上发展起来的全控开关器件,它的基本特性与晶闸管类似,但当在门极加上负向信号时,它可将处于导通状态的器件关断。GTO的这种特性使得它在某些场合,如采用直流电源供电的变流电路,逐步取代晶闸管,成为大、中容量 10kHz 开关频率以下变流电路的主要开关器件。

GTO 是全控开关器件中电压、电流容量最大的一种。它的导通电阻小,但开关频率较低,一般为几百到几千赫兹。此外,GTO 需要较大的驱动电流,它的门极电路较复杂,需要较大的驱动功率。

1.4.1 结构与工作原理

GTO 是复合器件,其内部由多个小 GTO 并联构成,小 GTO 的结构同晶闸管一样。采用并联结构增大了器件的容量,加快了开关速度,但对各个小 GTO 的一致性要求较高。GTO 的电路符号、内部结构及等效电路如图 1.12 所示。

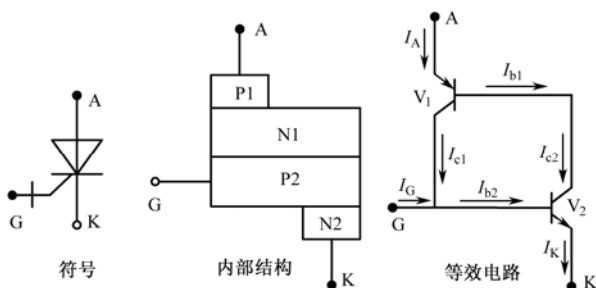


图 1.12 GTO 的电路符号、内部结构及等效电路

GTO 的开通原理与普通晶闸管类似,当阳极施加正向电压,门极施加足够的驱动电流,GTO 很快饱和导通。普通晶闸管不能由门极关断,GTO 可以由门极关断。GTO 门极施加反向电压时,晶体管 V_1 的集电极电流 I_{c1} 被抽出一部分形成 I_G ,这样,晶体管 V_2 的基极电流将减小,使得集电极电流 I_{c2} 减小,从而使得 I_{c1} 进一步减小,当门极电流足够大,将晶体管 V_2 的基极电流 I_G 全部抽走,GTO 将关断。



1.4.2 伏安特性

GTO 的静态伏安特性如图 1.13 所示, 在门极电流 $I_G=0$ 的情况下, GTO 承受的正向阳极电压不能超过转折电压 U_{BF} , 否则 GTO 将正向击穿, 但这并不一定导致 GTO 的损坏; 在 GTO 承受正向阳极电压时, 若 I_G 大于一定值, GTO 则进入正向导通状态。GTO 承受的反向电压不能超过反向转折电压 U_{BR} , 否则 GTO 将反向击穿, 并极易导致 GTO 的永久性损坏。

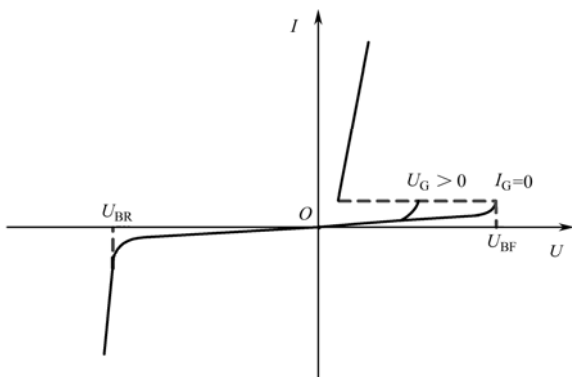


图 1.13 GTO 的静态伏安特性

GTO 正向导通后, 其通态压降随电流的增加而上升, 上升趋势比普通晶闸管明显, 故在相同的工作条件下, GTO 的导通功耗大于普通晶闸管。GTO 的正向耐压能力与结温和门极状态有关。结温越高, 耐压值越低。实验证明, 当 GTO 的门极施加 $-5V$ 电压时, 器件正向耐压值最高。

1.4.3 基本参数

GTO 的许多参数与普通晶闸管类似, 如正、反向阻断电压, 浪涌电流, 门极驱动电压, 电流等。这里主要介绍 GTO 特有的参数。

1. 最大阳极可关断电流 I_{ATO}

I_{ATO} 通常作为 GTO 的额定电流。它除受结温限制外, 还与门极关断能力有关。若阳极电流过大, 器件饱和程度较深, 将对门极关断带来困难。在实际应用中, 门极电路及电路运行状态对这一参数会有影响。

2. 关断增益 β_{off}

β_{off} 定义为最大阳极可关断电流与门极最大负电流之比。GTO 关断增益较低, 一般为 5 左右, 这使得驱动电路的功耗较大。

1.4.4 GTO 的驱动

GTO 的驱动电路是应用 GTO 的重要环节, 它直接影响 GTO 的性能以及 GTO 的安全



运行。GTO 开通时要求门极正向触发电流必须足够大，电流脉冲前沿尽可能陡，电流脉冲有足够的宽度，以提高 GTO 的开通速度，降低开通损耗，保证器件可靠导通。GTO 关断时门极驱动电路需要提供反向电流。较大的反向电流脉冲上升率会减少 GTO 的关断时间，降低关断功耗，但同时也会降低关断增益。门极关断电压的持续时间应大于电压 GTO 的关断时间，以保证 GTO 可靠关断。在器件正向阻断期间，门极电路应提供负向偏压以提高器件反向耐压能力。

GTO 的驱动电路结构比普通晶闸管驱动电路要复杂得多，它有开通、关断和断态偏置三个信号，信号经隔离部分实现控制部分和主电路隔离后，经驱动放大加至 GTO 的门极。隔离部分可以采取光电隔离和脉冲变压器隔离两种方法。

1.5 电力晶体管

电力晶体管 GTR (Giant Transistor) 是一种电流控制型的全控开关器件。它的基本原理与普通信号晶体管相同，区别在于它能在大的耗散功率或输出功率下工作。目前实际应用中有单管 GTR、达林顿晶体管及 GTR 模块三大系列，GTR 广泛用于 10kHz 开关频率下的功率变换场合。

1.5.1 结构与基本原理

GTR 与信号晶体管有相同的结构、工作原理和工作特性，它们都是三层半导体两个 PN 结三个输出端的器件。作为电力半导体，GTR 大多是 NPN 型。

图 1.14 所示是 GTR 的结构示意图和电路符号。由于工作在较大的功率下，器件必须具有较小的热阻和较强的散热能力。

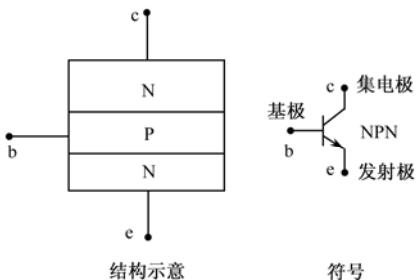


图 1.14 GTR 的结构示意图和电路符号

GTR 工作在饱和与截止状态下。GTR 的应用电路一般采用共发射极接法。在基极与发射极之间加上正向电压，形成基极电流，这时发射结正偏，集电结反偏，GTR 开通，进入饱和状态。饱和状态的 GTR 集射极电压非常低，使得发射结与集电结同时处于正偏状态。此时的 GTR 的集电极电流只取决于电路的阻抗，与基极电流大小无关。

1.5.2 基本特性与安全工作区

GTR 在共发射极连接下的特性如下。



1. 静态特性

GTR 的静态特性与普通信号晶体管相似。在基极电流 $i_b \leq 0$ 的情况下, 在集电极与发射极之间施加正向电压, GTR 工作在阻断状态。在此状态下, 仅有极小的漏电流存在, 发射结、集电结均反向偏置。

线性区即放大区, 当 GTR 工作在放大状态时, 集电结反偏, 发射结正偏, 此时基极电流可控制集电极电流的大小。此状态下, 集、射极电压较高, GTR 本身的耗散功率较大, 在应用中应让 GTR 避免在此状态下运行。

饱和状态下, GTR 的集电结与发射结均正向偏置, 此时集、射极电压很低, 并基本维持恒定, 可见集电极电流仅取决于外部电路的阻抗。

2. 二次击穿特性

GTR 在实际应用中常出现器件工作条件并未超过其极限参数, 耗散功率也在其允许范围内, 但器件却永久性损坏的现象, 其主要原因是二次击穿。二次击穿是在一次击穿现象发生后在特定情况下出现的, 在这一过程中, 集射极电压急剧降低, 集电极电流急剧增大, 在较短时间内 GTR 出现局部热斑而损坏。二次击穿是造成 GTR 损坏的一个重要原因, 在使用中, 必须保证 GTR 工作在安全工作区内。

3. 安全工作区 (SOA)

GTR 能够安全运行的范围称为安全工作区。将不同基极电流下二次击穿的临界点连接起来, 就构成二次击穿的临界线。安全工作区如图 1.15 所示。

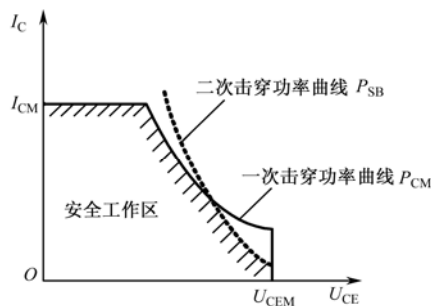


图 1.15 GTR 的安全工作区

1.5.3 基本参数

1. 集电极最大电流定额 I_{CM}

一般将直流电流放大倍数下降到额定值的 $1/2 \sim 1/3$ 时, 对应的集电极电流值定义为 I_{CM} 。应用中禁止 I_C 的值接近 I_{CM} 。

2. 最大额定功耗 P_{CM}

GTR 在最高允许结温下对应的耗散功率称为最大额定功耗, 它是在室温 25°C 时测定



的。散热条件越好，在给定范围内允许的功耗越高。

3. 反向击穿电压 U_{CBO} 、 U_{CEO}

集电极与基极之间的反向击穿电压 U_{CBO} ：当发射极开路时，集—基极间能承受的最高电压。

集电极与发射极之间的反向击穿电压 U_{CEO} ：当基极开路时，集—射极间能承受的最高电压。

4. 最高结温 T_{JM}

GTR 的最高结温是指在正常工作时不损坏器件所允许的最高结温。一般取决于器件的半导体材料、制造工艺、封装方式及其可靠性要求等。为充分发挥器件的效率，GTR 使用时应采用合适的散热器。

1.5.4 功率晶体管的驱动

GTR 的驱动电路应提供 GTR 开通和关断所需的正、反向基极电流；为保证快速开通，开通电流应具有高的上升率；为减小基极功耗，GTR 完全导通后基极电流应减小，但又必须维持器件的饱和导通；增大反向基极电流可减小关断时间，但同时会减小反偏工作安全区，应取折中值。为提高 GTR 的关断时间，应使器件工作在临界饱和状态，因此在驱动电路中应采用抗饱和措施。可在 GTR 的基极与集电极之间接入正向二极管，只要集电极电压低于基极电压，二极管就导通，防止 GTR 过于饱和。

1.5.5 达林顿晶体管

达林顿晶体管由两个或两个以上的晶体管复合而成，其结构如图 1.16 所示，达林顿管的极性由驱动管的极性决定。其电路符号与 GTR 无区别，图中有的达林顿管基—射极并联电阻，目的是提高器件的耐压值及温度稳定性。

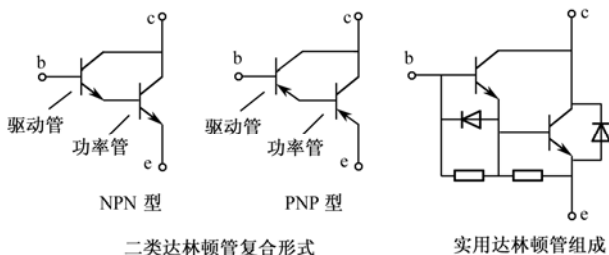


图 1.16 达林顿晶体管结构

达林顿晶体管的组成结构中一般只有一个晶体管是功率晶体管，其他的都是驱动管。达林顿的复合结构使得它有较一般 GTR 高得多的电流增益，其驱动电流和功耗较小，这是它的主要优点。然而复合结构使得它的开关速度降低，提高了它的饱和压降。



1.6 功率场效应晶体管

功率场效应管 MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Transistor) 是全控型电力电子开关器件,其基本工作原理与普通信号场效应管相同。功率场效应管由于无载流子效应,开关速度快,高于 GTR,开关频率可达 100kHz,是电力电子开关器件中频率最高的。

功率场效应管是电压驱动型器件,其驱动电流小,故其驱动电路较 GTR 简单。功率场效应管的缺点是通态压降较高,大电流下功耗大,其阻断电压也较低,故它主要应用于中小功率能量变换场所,如开关电源、不间断电源 UPS、便携式电子设备等。

1.6.1 结构与基本原理

功率场效应管结构与普通信号场效应管类似。场效应管按导电沟道极性分为 P 沟道与 N 沟道;按栅极对沟道的控制方式,分为耗尽型与增强型。功率场效应管大多为 N 沟道增强型,与小功率 MOS 管导电沟道平行于芯片表面不同,大功率场效应管采用了垂直导电结构,即导电沟道与芯片表面垂直,因而称为 VMOS。实际应用的功率场效应管多为 VMOS。图 1.17 所示为 VMOS 结构与符号,图中“+”表示高掺杂,“-”表示低掺杂。

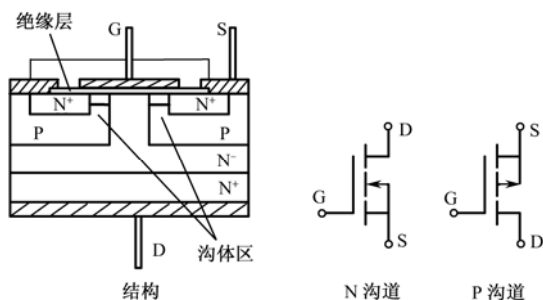


图 1.17 功率 VMOS 的结构与符号

为提高耐压值及通过电流的能力,功率场效应管同 GTO 一样,一般采用多元结构,即一个场效应管由多个场效应管并联组成。

从图可见, MOSFET 的源极 S 与漏极 D 之间,实际上有两个 PN 结,即源区与沟导体区、沟导体区与漏区的交界面。由于源区与沟导体区总是短路,从而使得源极及漏极之间等效于一个二极管。当漏极与源极之间加上反向电压,二极管则正向导通。可见,功率 MOSFET 为逆导型器件。

MOSFET 的栅极 G 与源极 S 是绝缘的,当栅极与源极之间加上正向电压时,介质中会产生一个由栅极指向源极的电场,这个电场会影响栅极下 P 区的状态。当 $U_{GS} < 0$ 时,在电场作用下, P 区的多子(空穴)在表面堆积,无导电沟道形成,元件呈阻断状态;当 $0 < U_{GS} < U_r$, P 区表面为耗尽状态,器件仍阻断;当 $U_{GS} > U_T$, P 区内少数载流子(电子)被拉到 P 区表面,形成导电沟道,栅压越高,电子浓度越大,此时,若漏源极电压 U_{DS} 大于 0,沟道中的电子在电场作用下形成电流。 U_{DS} 越大,电子移动越快,电流越大;而



U_{GS} 越大, 电子浓度越大, 电流越大。

1.6.2 特性

通常情况下, MOSFET 是通过控制栅极电压去控制漏极电流的, 栅极电压与漏极电流之间的关系定义为转移特性 (transfer characteristic)。输出特性则用不同栅源电压下的漏极电流和漏源电压的关系来表示。两种特性曲线如图 1.18 所示。

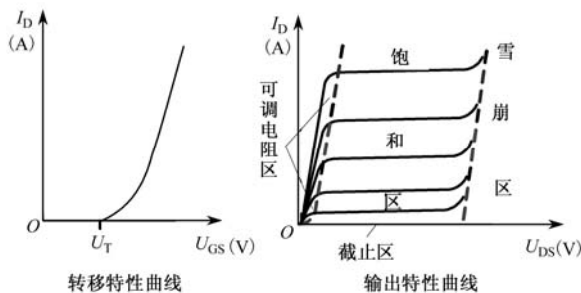


图 1.18 MOSFET 转移特性与输出特性曲线

MOSFET 输出特性有四个区:

可调电阻区, 当 U_{GS} 保持恒定时, 漏电流随漏源电压的增加而增加, 两者的关系基本呈线性。

饱和区, 漏-源极电压随着漏极电流的增大而缓慢增加, 这表明 MOSFET 有一定的导通电阻。

雪崩区, U_{DS} 超过额定值, 器件被击穿, 漏极电流不再受 U_{DS} 和 U_{GS} 的控制。

截止区, 即 U_{DS} 轴。在这个区内, $U_{GS} > U_T$; 漏极电流 $I_D = 0$, 与 U_{DS} 无关。

1.6.3 基本参数

1. 阈值电压 U_T

当 U_{DS} 为某一固定数值时 (测试条件), 使漏源极开始有电流的栅源极间电压。

2. 漏极击穿电压 BU_{DS}

MOSFET 承受的最高电压, 当电压超过 BU_{DS} 时, 器件击穿电流急剧上升。与 GTR、GTO 不同的是, 这一电压随温度的升高而增大。

3. 最大漏极电流

MOSFET 能通过的最大电流, 分为直流漏极电流和脉冲漏极电流, 脉冲漏极电流一般大于直流漏极电流。它主要受结温限制。

4. 跨导 G_{DS}

漏极电流的变化量与引起这个变化量的栅源极间电压变化量之比, 它表明栅压对管子



的控制能力，是衡量管子放大作用的重要参数。

5. 通态电阻 R_{on}

MOSFET 工作在线性区和饱和区时漏源极电压 U_{DS} 与漏极电流之比。

1.6.4 功率MOSFET的驱动与保护

功率 MOSFET 是电压控制型器件，虽然栅极是绝缘的，但由于输入电容的存在，在开关过程中会有较大的充放电电流。MOSFET 开关频率高，为提高开关速度，需减少充放电时间，因此要求足够的充电电流。为保证 MOSFET 的开通，驱动电路需提供足够的栅极电压。驱动电路还应在阻断期间提供反向的栅-源偏置电压，以提高器件的耐压能力。由于栅-源极阻抗极高，漏-源极电压变化会通过极间电容耦合到栅极，造成误导通，因此需降低驱动电路的内阻。栅-源极应并联电阻或齐纳二极管。

功率 MOSFET 的驱动电路大多采用双电源供电，输出与 MOSFET 的栅极直接耦合，输入与前置信号隔离。隔离方式有光电隔离、变压器隔离等方式。

图 1.19 所示驱动电路采用光耦隔离、直接耦合方式，采用单电源供电，在功率 MOSFET 关断时不提供反向偏压，适用于小功率、低电压场合。

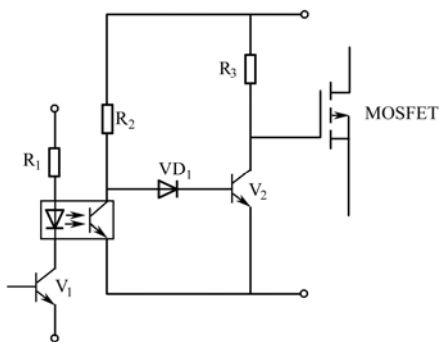


图 1.19 MOSFET 驱动电路实例

功率 MOSFET 的输入阻抗极高，电荷难以泄放，因此在电荷积累较多时会形成高静电场，容易使栅极绝缘薄氧化层击穿，造成栅源短路，从而损坏功率 MOSFET。因此在器件不使用时，应将栅-源极短路；在使用时，一定要确保不使栅-源极开路。

1.7 绝缘栅双极晶体管

绝缘栅型晶体管，全称绝缘栅双极型晶体管，简称 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)，是 20 世纪 80 年代出现的复合器件。它将功率 MOSFET 和 GTR 两者的优点集于一身，既具有 MOSFET 开关频率高、电压驱动的优点，又具有 GTR 高耐压、低导通电阻的特点。因此自从出现后发展很快，备受青睐。在电机控制、中频和开关电源以及要求快速、低损耗的领域，IGBT 有广泛的应用前景。目前在 20kHz 及中等容量功率变换装

置中得到广泛应用。

1.7.1 结构与基本原理

IGBT 是在功率 MOSFET 的基础上增加了一个 P 层,形成 PN 结 J₁,并由此引出集极。IGBT 的基本结构、等效电路及电路符号如图 1.20 所示。门极和射极与 MOSFET 的栅极和源极相似。

由结构图可看出,IGBT 相当于一个由 MOSFET 驱动的厚基区 GTR,图中电阻 R 是厚基区 GTR 内的扩展电阻。IGBT 是以 GTR 为主导元件,MOSFET 为驱动元件的达林顿结构器件。图中所示的器件为 N 沟道 IGBT,即 MOSFET 为 N 沟道型。

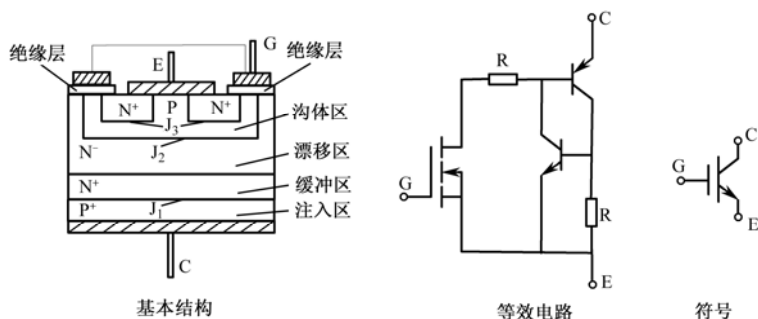


图 1.20 IGBT 的结构剖面、等效电路及符号

IGBT 的开关原理与 MOSFET 类似,是由门极电压来控制的,以 N 沟道的 IGBT 为例。当门极加以正电压时,MOSFET 内形成沟道,为晶体管(PNP)提供基极电流,从而使 IGBT 导通。门极的正电压消失或加上负电压,MOSFET 的沟道消失,晶体管的基极电流被切断,IGBT 即被关断。IGBT 的功率部分是一个 PNP 型的 GTR,因此它的功率特性类似于 GTR,具有比 MOSFET 低得多的通态电阻。

1.7.2 特性

IGBT 的静态特性包括传输特性、输出特性等。相应的特性曲线如图 1.21 所示。

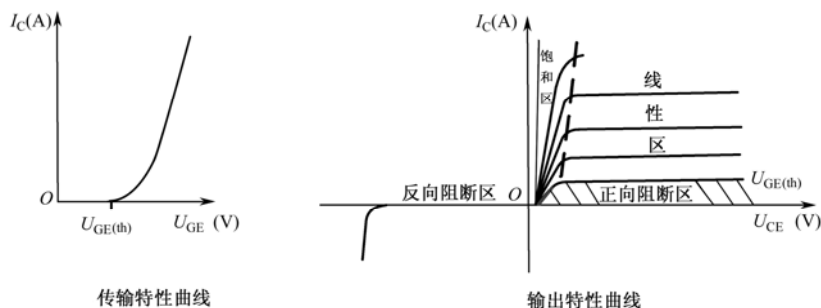


图 1.21 IGBT 的静态特性



IGBT 的输出特性（伏安特性），是指以栅-射极电压 U_{GE} 为参考变量时集电极电流和集电极电压之间的关系。与 GTR 的伏安特性相似，IGBT 的伏安特性分为饱和区、线性区、阻断区和击穿区。阻断状态下的 IGBT，正向电压由 J2 结承担。反向电压由 J1 结承担。如果无 N^+ 缓冲区，则正反向阻断电压可以做到同样的水平；加入 N^+ 缓冲区后，反向阻断电压只能达到几十伏的水平，因此 IGBT 不能承受反向电压。一般 IGBT 模块在集电极与发射极之间并有反向二极管，以钳制反向电压。

IGBT 的传输特性表明 IGBT 的控制特性，它描述了输出集电极电流 I_C 与栅-射极控制电压 U_{GE} 之间的关系曲线。它与 MOSFET 的转移特性类似，当栅-射极电压 U_{GE} 小于开启电压 $U_{GE(th)}$ 时，IGBT 处于关断状态；在 $U_{CE} > U_{GE(th)}$ 后，IGBT 导通。一般 $U_{GE(th)}$ 取 15V 左右。

组成 IGBT 的 PNP 晶体管为宽基区晶体管，其 β 值较低。这个晶体管需要较大的驱动电流，MOSFET 提供了这个电流。因此 MOSFET 的电流也是 IGBT 总电流的一部分。

IGBT 开通过程的开始阶段是作为 MOSFET 来运行的。在集-射极电压 U_{CE} 下降过程中表现了 PNP 晶体管的特性。

IGBT 在关断过程中，集电极电流 I_C 分为两部分。因为 MOSFET 关断后，PNP 晶体管中的存储电荷难以迅速消除，造成 I_C 较长的尾部时间。

实际应用中，常给出开通时间 t_{on} 、上升时间 t_r 、关断时间 t_{off} 和下降时间 t_f ，这些时间的长短与集电极电流、结温等参数有关。

1.7.3 基本参数与安全工作区

IGBT 的基本参数如下：

1. 阈值电压 $U_{GE(th)}$

$U_{GE(th)}$ 是当 U_{DS} 为某一固定数值时（测试条件），使集电极与发射极开始有电流的栅射极电压。

2. 集射极间阻断电压 U_{CES}

U_{CES} 是在 G、E 短路条件下，C 极最大允许阻断电压。

3. 集电极电流 I_C

I_C 是指 IGBT 能通过的最大直流工作电流。

4. 集电极峰值电流 I_{CM}

I_{CM} 是指最大允许的集电极峰值电流。

5. 最大集电极功耗 P_{CM}

P_{CM} 是指环境温度 $T_C=25^\circ\text{C}$ 时最大允许的单管功耗。

IGBT 开通的正向偏置安全工作区 FBSOA，由集电极电流、集射极间电压和功耗的边界极限包围而成。最大集电极电流 I_{CM} 根据避免动态擎住而确定。所谓动态擎住是指当集



电极超过某一最大值后,栅极电压将失去控制作用。这种情况会导致器件损坏。最大集电极间电压 U_{CEM} 由 IGBT 中 PNP 晶体管的击穿电压确定;最大功耗由最高允许结温确定。导通占空比越大,平均导通时间越长,发热越大,使得安全工作区变窄,如图 1.22 (a) 所示。如散热条件较好,则安全工作区可适当扩大。

IGBT 的反向偏置安全工作区 RBSOA,由集电极电流、集电极间电压和集电极间电压上升率的边界极限包围而成如图 1.22 (b) 所示。

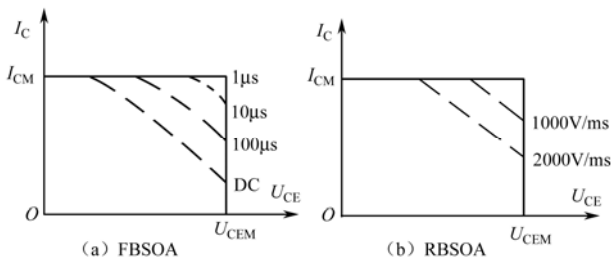


图 1.22 IGBT 安全工作区

1.7.4 IGBT的驱动

IGBT 是电压型驱动器件,其对驱动电路的要求与 MOSFET 类似,如正向导通时需提供正向电压,反向截止时需提供反向电压。IGBT 对驱动电路的要求更高,实践证明,门极驱动电路是 IGBT 应用的重要一环。

IGBT 正向驱动电压一般取 $12\sim 15V$,正向驱动电压增大,IGBT 通态压降和开通损耗下降,但会造成负载短路时集电极电流增大,IGBT 承受短路能力降低,对其安全不利。在关断过程中,为提高关断速度,必须在栅射极提供反向电压。当 IGBT 处于截止状态时,必须保持一定的反向电压,以确保 IGBT 不因外部干扰而误导通。IGBT 反向电压在 $-1\sim -10V$ 之间。门极电阻 R_G 对 IGBT 的工作影响较大,门极电阻增加,IGBT 的开通与关断时间将延长,导致开通与关断的能耗增加;门极电阻减小,可能会引起 IGBT 的误导通。

IGBT 多用于高压场合,其驱动电路与主电路必须严格隔离,为防止栅极感应而引起 IGBT 误导通,栅极须有低阻抗放电回路,栅极的连线应尽可能短。图 1.23 所示为光电隔离驱动电路,当晶体管 V_1 基极信号为高时,光电管导通, V_2 截止,电容 C_1 的作用是加快 V_2 的截止速度;此时 V_3 导通,驱动电源电压通过 V_3 ,栅极电阻 R_5 加在 IGBT 的栅极上,由于 IGBT 的发射极电压为稳压管的电压 U_{VD2} ,故开通时栅射极电压为 $U_{GE}=U_S-U_{VD2}$;当 V_1 截止时, V_2 导通,使得 V_3 截止;此时 IGBT 的栅极电荷通过 R_5 , VD_1 , V_2 构成的回路泄放,使得栅极电源电压等于电源的零电压,故截止时栅射极电压 $U_{GE}=-U_{VD2}$,保证可靠截止。

IGBT 的驱动市场上有专用驱动集成芯片,如日本三菱公司的 M579 系列,富士公司的 EXB 系列等。这些芯片不仅可驱动 IGBT,而且有过流保护作用,还可减小设备的体积,降低系统的复杂性。

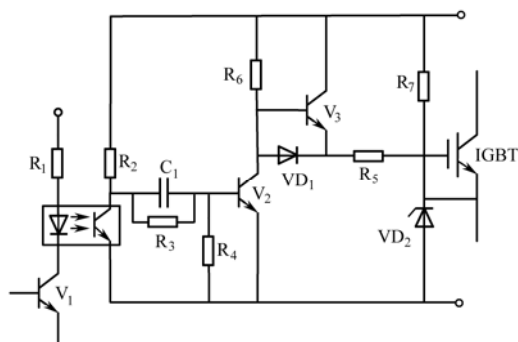


图 1.23 IGBT 驱动电路举例

1.8 其他新型电力电子器件

电力电子技术的发展是建立在电力电子器件发展的基础上的，随着电子技术的发展，新型电力电子器件不断出现。近年来开发的新型器件除了前面介绍的以外，还有静电感应晶体管 SIT、静电感应晶闸管 SITH 和 MOS 控制可关断晶闸管 MCT 等。

1.8.1 其他新型电力电子开关器件

1. 静电感应晶体管 SIT (Static Inductor Transistor)

SIT 是近年发展起来的一种新型器件，它开关频率高，通态电流大，耐压高，是一种很有发展前途的功率电子器件。目前制造水平已达到截止频率 20~50MHz，电流容量为 300A，耐压 1500V。

SIT 适合于做高压大电流器件。一个功率 SIT 由成千上万的单元并联组成。SIT 的基本原理是利用漏极电压与门极电压的静电感应来控制漏极电流。它不会出现二次击穿现象，耐烧性好。

2. 静电感应晶闸管 SITH (Static Induction Thyristor)

SITH 是一种大功率高频场控开关器件，是 20 世纪 70 年代提出、80 年代发展起来的器件。它具有晶闸管耐压高，大电流，低导通损耗的特点，与 GTO 相比，其控制功率小，开关速度高，工作频率可达 100kHz。

SITH 的通断也基于沟道的关断。SITH 有常通型与常阻型两种。常通型器件发展更快。SITH 的关断时间比 SIT 慢，SITH 不存在擎住效应。

3. MOS 控制晶闸管 MCT

MOS 控制晶闸管 MCT 和 IGBT 一样，是一种复合器件，由一个晶闸管和一个或几个 MOSFET 组成。它将 MOSFET 的高输入阻抗，低驱动功率和快的开关速度特性与晶闸管的高压大电流低损耗结合在一起，是理想的电力电子开关器件。



1.8.2 智能功率模块与功率集成电路

1. 智能功率模块

为便于使用功率模块,将驱动和保护电路与功率模块做成一体,称为智能功率模块,驱动与保护电路内置减少了接线,提高器件的可靠性,减小了装置体积。功率模块近年来发展很快,目前做得较好的有日本三菱公司及德国 SEMIKON 公司。

2. 功率集成电路

功率集成电路 PIC (Power Integrate Circuit) 已具有一定的功能,是动力和信息的结合体,它是功率电子器件与控制电路、驱动电路、保护电路及传感电路的多功能集成,如无刷直流电机专用 PIC。功率集成电路实现了电能和信息的集成,目前主要应用于中小功率场合。



本章小结

本章介绍了电力电子技术中常用的器件结构原理、性能参数等主要内容,电力电子器件按受控方式可分为不可控、半可控和全控器件三大类。

电力二极管的内容包括:PN 结的形成机理;PN 结的单向导电性;PN 结反向击穿的三种类型:雪崩击穿、齐纳击穿和热击穿;PN 结具有电容效应,它是由性质不同的势垒电容和扩散电容共同构成的;电力二极管的特性与参数;电力二极管有三个种类:普通二极管、快恢复二极管和肖特基二极管;电力二极管的散热问题,散热器种类主要有平板散热器、型材散热器和叉指型散热器等,散热器冷却方式有自冷、风冷、液冷和沸腾冷却四种。

晶闸管属于开通可控、关断不可控的半控型器件,它有三个电极,分别称为阴极 K、阳极 A 和控制极 G。晶闸管的导通条件是:当晶闸管的阳极加上一定的正向电压,在其门极再加一适当的触发电压,晶闸管便触发导通。晶闸管的关断条件:去掉控制极信号,当管中电流小于维持电流 I_H 时,管子便关断。熟悉晶闸管的特性曲线及主参数,对正确使用和选择元件有着重要的意义。选择晶闸管时应考虑 2~3 倍的电压安全裕量及 1.5~2 倍的电流安全裕量。晶闸管的派生器件有双向晶闸管 (TRIAC)、逆导晶闸管 (RCT)、快速晶闸管、光控晶闸管以及其他特殊晶闸管等。

门极可关断晶闸管 GTO,是在普通晶闸管的基础上发展起来的全控开关器件,当在门极加上负向信号时,可将导通状态的器件关断。GTO 正向阻断期间,门极电路应提供负向偏压。GTO 是开关频率较低,在大、中容量变流电路中使用的主要开关器件。GTO 开通时要求门极有足够大的正向触发电流,电流脉冲前沿尽可能陡,电流脉冲有足够的宽度,驱动电路结构复杂,需要较大的驱动功率。

电力晶体管 GTR,是一种电流控制型的全控开关器件,总工作在饱和与截止状态下,GTR 的应用电路一般采用共发射极接法。为便于关断,要求 GTR 工作在临界饱和状态,要防止过于饱和。为提高电流增益,GTR 常采用达林顿结构,其驱动电流及驱动功耗较小。二次击穿是造成 GTR 损坏的一个重要原因。



功率场效应管 MOSFET，是全控型器件，为电压驱动型。主要应用于中小功率能量变换场所。功率场效应管采用垂直导电结构，熟悉 MOSFET 转移特性、输出特性对选用该类器件有着重要作用。功率 MOSFET 的驱动电路多采用双电源供电，输出与 MOSFET 的栅极直接耦合，输入与前置信号隔离。隔离方式有光电隔离、变压器隔离等方式。

绝缘栅型晶体管 IGBT，是复合器件，它综合了功率 MOSFET 和 GTR 的优点，在工业中得到了广泛的应用。IGBT 多用于高压场合，其驱动电路与主电路必须严格隔离，门极驱动电路是 IGBT 应用的重要一环，IGBT 正向导通时需提供正向电压，反向截止时需提供反向电压。熟悉 IGBT 的特性及主参数对正确选用该类器件有着重要意义。

另外简要介绍了其它新型电力电子器件如静电感应晶体管 SIT、静电感应晶闸管 SITH、MOS 控制可关断晶闸管 MCT、智能功率模块与功率集成电路。



练习与思考

1. 电力电子器件按受控方式可分为哪几类？每类列举出两种器件。
2. 何谓 PN 结的反向击穿？PN 结反向击穿有哪几种类型？
3. 根据恢复时间的长短，二极管可分为哪几类？
4. 电力电子器件的散热器可分为哪几类？常用的冷却方式有哪几种？
5. 大功率晶闸管外形有哪两种？画出晶闸管电路符号并标出三个电极的英文字母以及中文名称。
6. 晶闸管的开通与关断的条件分别是什么？
7. 选用晶闸管时如何考虑电压及电流的安全裕量？
8. GTO 是何种电力电子器件的简称？它的驱动控制部分和主电路采取什么方法进行隔离？
9. 电力晶体管 GTR 是何种开关器件？它的应用电路一般采用何种接法？它总工作在什么状态下？
10. 电力大功率场效应管属于何种类型器件？它采用何种导电结构？此类器件在使用与不使用时应注意什么问题？
11. 绝缘栅双极型晶体管简称什么？它的基本参数有哪些？
12. 分别画出 GTO、GTR、MOSFET 及 IGBT 的电路符号，标出各极的字母与中文名称。

第2章 交流—直流变换器

交流直流变换器即整流电路是电力电子电路中最早出现的一种,它将交流电变为直流电,应用十分广泛,电路形式也多种多样。

2.1 单相可控整流电路

本节介绍典型的单相可控整流电路,重点介绍不同负载时整流电路的工作情况。

2.1.1 单相半波可控整流电路

1. 带电阻负载的工作情况

在实际工业生产中,如电炉、电解、白炽灯等属于电阻性负载,这类负载的主要特点是负载两端电压与电流成正比,两者波形相位相同。

如图 2.1 (a) 所示为单相半波阻性负载可控整流电路,由晶闸管 VT、负载电阻 R 及单相整流变压器 T 组成。变压器主要起变换电压和隔离的作用,其一次侧电网电压 u_1 经变压器变换成二次侧电压 u_2 。 u_1 、 u_2 分别是一次和二次电压的瞬时值, u_d 、 i_d 分别为整流输出电压瞬时值和负载电流瞬时值, u_{VT} 为晶闸管两端电压瞬时值。

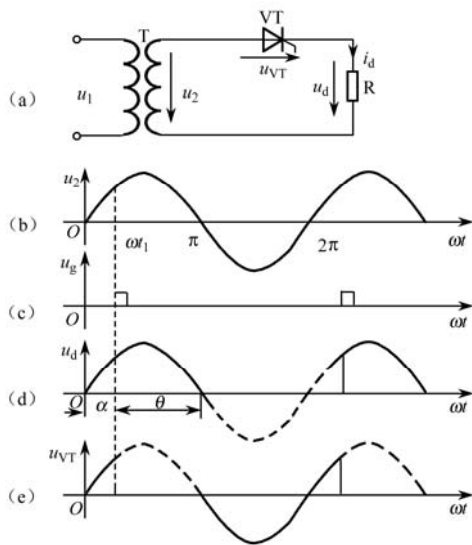


图 2.1 单相半波阻性负载可控整流电路及其工作波形

在 $0 \sim \pi$ 区间的 ωt_1 之前,晶闸管承受正向电压,但晶闸管触发电路并没有向门极送出控制脉冲,所以晶闸管仍处于阻断状态,无直流电压输出,电路中无电流,负载两端电压



为零, u_2 全部施加于 VT 两端。

ωt_1 时刻, 触发电路给晶闸管门极加触发脉冲, 如图 2.1 (c) 所示, VT 开通。忽略晶闸管上的压降, 负载电阻 R 两端电压波形 u_d 与 u_2 波形相同。

至 $\omega t = \pi$ 时刻 u_2 降为零时, 电路中电流降为零, VT 关断, u_d 、 i_d 均为零。图 2.1 (d)、(e) 分别给出了 u_d 和 u_{VT} 的波形。 i_d 波形与 u_d 波形相同。

在 u_2 的负半周 $\pi \sim 2\pi$ 区间, 晶闸管承受反相电压而处于反相阻断状态, 负载两端电压 u_d 为零, u_2 的下一个周期将重复上述过程。

改变触发时刻 ωt_1 , u_d 和 i_d 波形随之改变, 整流输出电压为极性不变但瞬时值变化的脉动直流, 波形只在 u_2 正半周内出现, 故称“半波”整流。采用了可控器件晶闸管, 且交流输入为单相, 故该电路为单相半波可控整流电路。

从晶闸管开始承受正向电压起到施加触发脉冲止的电角度称为触发延迟角, 用 α 表示, 也称移相角、触发角或控制角。晶闸管在一个电源周期中处于通态的电角度称为导通角, 用 θ 表示。两者关系为 $\alpha + \theta = \pi$ 。 α 的移相范围为 $0 \sim \pi$, θ 的移相范围为 $\pi \sim 0$, 由图 2.1 (d) 的波形可知, 改变移相角 α 的大小, 输出整流电压 u_d 和输出直流电压平均值 U_d 也随之改变。 α 减小, U_d 就增大, 反之 U_d 就减小。

单相半波可控整流输出电压平均值为

$$U_d = 0.45 U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (2-1)$$

由式 (2-1) 可知, $\alpha = 0$ 时, 整流输出电压平均值 U_d 最大, 如用 U_{d0} 表示, $U_d = U_{d0} = 0.45 U_2$, 随着 α 增大, U_d 减小, 当 $\alpha = \pi$ 时, U_d 最小为零。电路中晶闸管 α 的移相范围为 $0^\circ \sim 180^\circ$ 。只要控制触发脉冲送出的时刻, U_d 就可以在 $0 \sim 0.45 U_2$ 之间可调。

2. 带阻感负载的工作情况

工业生产中更常见的负载是既有电阻也有电感, 通常为了便于分析, 将电阻和电感分开, 如图 2.2 (a) 所示。电感线圈是储能元件, 它对电流变化有抗拒作用。流过电感器件的电流变化时, 在其两端产生感应电动势, 它的极性是阻碍电流的变化。电流增加, 它的极性阻碍电流增加; 电流减小, 它的极性阻碍电流减小。这使得流过电感的电流不能突变, 这是阻感负载的特点, 也是理解带此类负载整流电路电路工作情况的关键。

图 2.2 为带阻感负载的单相半波可控整流电路及其波形。

$0 \leq \omega t < \omega t_1$ 区间, u_2 为正, 晶闸管承受正相电压, 但晶闸管触发电路并没有向门极送出控制脉冲, 所以晶闸管仍处于阻断状态, 无直流电压输出, 电路中无电流, 负载两端电压为零, u_2 全部施加于 VT 两端。

$\omega t = \omega t_1 = \alpha$ 时, 晶闸管被触发导通, u_2 突加在负载上。

$\omega t_1 < \omega t \leq \omega t_2$ 区间, 晶闸管被导通后, 由于电感性负载的存在 i_d 不能突变, i_d 从零开始增加, 如图 2.2 (e) 所示。同时 L 的感应电动势试图阻碍 i_d 增加。

这时交流电源一方面供给电阻 R 消耗的能量, 另一方面供给电感 L 吸收的磁场能量。到 u_2 由正到负的过零点处, i_d 已处于减小的过程中, 但尚未减小到零, VT 仍处于通态。

此后, L 中存储的能量逐渐释放, 一方面提供电阻消耗的能量, 另一方面提供变压器二次侧绕组吸收的能量。电感能量释放完毕, i_d 降至零, VT 关断并立即承受反相电压。如图 2.2 (f) 晶闸管两端电压 u_{VT} 波形所示。

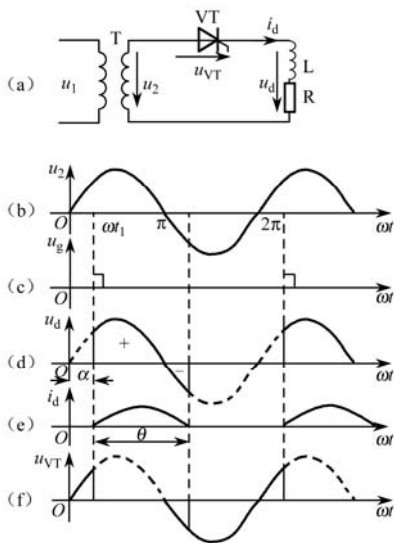


图 2.2 带阻感负载的单相半波电路及其波形

由图 2.2 (d) 的波形还可以看出由于电感的存在延迟了 VT 的关断时刻, 使 u_d 波形出现了负的部分, 与带电阻负载相比其平均值 U_d 下降。电感越大, u_d 波形的负值部分占的比例越大, U_d 减小越多。当电感 L 很大时 (一般指 $X_L \geq 10R$ 时), 负载上得到电压 u_d 波形正负面积几乎相等, 平均值 U_d 几乎为零。可见无论如何调节控制角 α , U_d 总是很小, 电流平均值 $I_d = U_d/R$ 也很小, 没有实用价值。

为避免 U_d 太小, 在整流电路的负载两端并联续流二极管用 VD_R 表示, 如图 2.3 所示。当 u_2 过零变负时, VD_R 导通, u_d 为零。此时为负的 u_2 通过 VD_R 向 VT 施加反压使其关断, L 储存的能量保证了电流 i_d 在 L - R - VD_R 回路中流通, 此过程通常称为续流。续流期间 u_d 为 0, u_d 中不再出现负的部分, 这与电阻负载时基本相同。但 i_d 的波形是不同的, 对于大电感而言, 流过负载的电流 i_d 不仅连续而且波动很小, 电感越大, i_d 波形越接近于一条直线。如图 2.3 所示, 负载电流由晶闸管和续流二极管共同提供: 晶闸管导通期间, 从晶闸管流过; 晶闸管关断, 续流管导通, 就从续流管流过。由图 2.3 (d)、(e) 可见流过晶闸管电流和流过续流管电流近似方波, 它们的平均值和有效值分别为

$$I_{dVT} = \frac{\pi - \alpha}{2\pi} I_d \quad (2-2)$$

$$I_{VT} = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi}} I_d \quad (2-3)$$

$$I_{dVD_R} = \frac{\pi + \alpha}{2\pi} I_d \quad (2-4)$$



$$I_{VD_R} = \sqrt{\frac{\pi + \alpha}{2\pi}} I_d \quad (2-5)$$

晶闸管两端波形 u_{VT} 如图 2.3 (g) 所示, 移相范围为 180° , 其承受的最大正反相电压均为 u_2 峰值即 $\sqrt{2}u_2$ 。续流二极管承受的电压为 $-u_d$, 其最大反相电压也为 $\sqrt{2}u_2$ 。

单相半波可控整流电路的特点是结构简单, 但输出脉动大, 变压器二次侧电流中含直流分量, 造成变压器铁芯直流磁化, 变压器利用率低, 输出功率小等问题。实际上很少用到这种整流电路, 学习它的目的在于利用其简明的特点, 初步建立可控整流电路的概念。

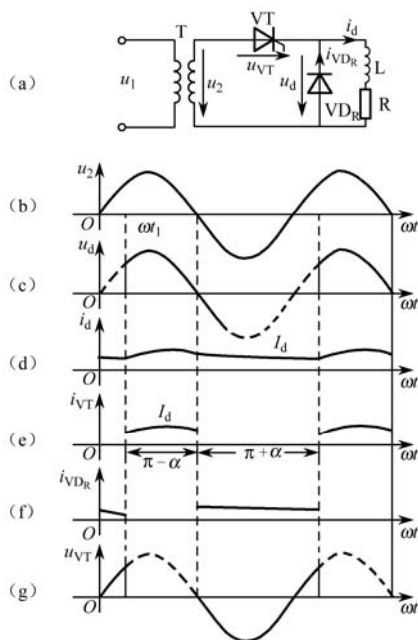


图 2.3 单相半波带阻感负载有续流二极管的电路及其工作波形

2.1.2 单相桥式全控整流电路

1. 带电阻负载的工作情况

如图 2.4 所示为单相桥式全控整流电路带电阻负载时的电路及其波形。电路由四只晶闸管 VT_1 、 VT_4 和 VT_2 、 VT_3 组成两对桥臂, T 为整流变压器, R 是电阻负载。交流电压 u_2 (整流变压器二次侧电压) 接在桥臂的中点 a、b 端。

当电压 u_2 为正半周时, a 端电位高于 b 端电位, 晶闸管 VT_1 、 VT_4 同时承受正向电压 u_2 , 忽略晶闸管的正向漏电流, 并各承受 u_2 的一半。控制极无触发信号, 两晶闸管处于正向阻断状态。在触发角为 α 时给 VT_1 、 VT_4 加触发脉冲, VT_1 、 VT_4 导通, 电源电流从 a 端经 VT_1 、 R 、 VT_4 流回电源 b 端。 u_2 过零时, 流经晶闸管的电流也降至零, VT_1 、 VT_4 关断。

在 u_2 负半周, 仍在触发角为 α 时触发, VT_2 、 VT_3 导通, 电流从电源 b 端流出, 经

VT_3 、 R 、 VT_2 流回电源 a 端。流到 u_2 过零时, 流经晶闸管的电流又降至零, VT_2 、 VT_3 关断。

此后又是 VT_1 和 VT_4 导通, 如此循环下去。整流电压 u_d 和晶闸管 VT_1 、 VT_4 波形分别如图 2.4 (b)、(c) 所示。晶闸管承受的最大正向电压和反向电压分别为 $\frac{\sqrt{2}}{2}U_2$ 和 $\sqrt{2}U_2$ 。

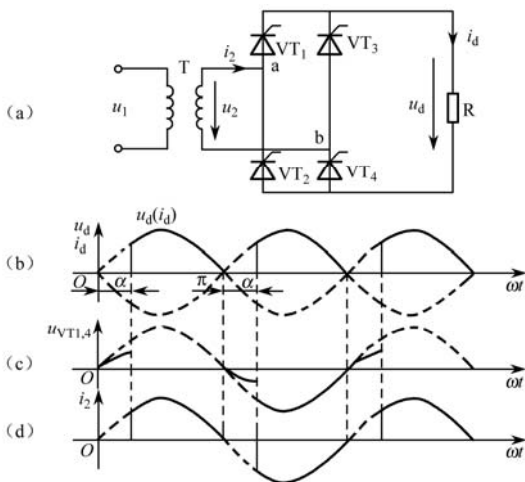


图 2.4 单相桥式全控整流电路带电阻负载时的电路及工作波形

该电路中, 整流电压平均值与负载直流电流平均值分别为

$$U_d = 0.9U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (2-6)$$

$$I_d = 0.9 \frac{U_2}{R} \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (2-7)$$

由式 (2-6) 可见, 当 $\alpha = 180^\circ$ 时 $U_d = 0$ 为最小值, 当 $\alpha = 0^\circ$ 时 $U_d = 0.9U_2$ 为最大值。 α 的移相范围为 $0^\circ \sim 180^\circ$ 。

流过晶闸管的电流平均值只有输出直流电流平均值的一半, 即

$$I_{dVT} = 0.45 \frac{U_2}{R} \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (2-8)$$

流过晶闸管电流有效值为

$$I_{VT} = \frac{U_2}{\sqrt{2}R} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (2-9)$$

变压器二次侧电流有效值 I_2 与输出直流电流有效值 I 相等, 即

$$I = I_2 = \frac{U_2}{R} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (2-10)$$

由式 (2-7)、(2-9) 和 (2-10) 可得

$$I_{VT} = \frac{I}{\sqrt{2}} = \frac{I_d}{2} \quad (2-11)$$



电路的功率因数为

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} = \frac{UI}{U_2 I_2} = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{4\pi}} \quad (2-12)$$

不考虑变压器的损耗时, 要求变压器的容量 $S = U_2 I_2$ 。

2. 带阻感负载的工作情况。

电路如图 2.5 (a) 所示, 在触发角为 α 时给 VT_1 、 VT_4 加触发脉冲, VT_1 、 VT_4 导通, $u_d = u_2$ 。负载中有电感存在使电流不能突变。假设电感足够大, 负载电流 I_d 波形连续且近似是一条水平线, 其波形如图 2.5 (b) 所示。 u_2 过零变负时, 由于电感的作用 VT_1 、 VT_4 中仍流过电流 i_d , 并不关断。在 $\omega t = \pi + \alpha$ 的时刻, 给 VT_2 、 VT_3 加触发脉冲, VT_2 和 VT_3 本身已经承受正向电压, 两管导通。 VT_2 和 VT_3 导通后, u_2 通过 VT_2 和 VT_3 分别向 VT_1 和 VT_4 施加反压使 VT_1 和 VT_4 关断, 流过 VT_1 和 VT_4 的电流迅速转移到 VT_2 和 VT_3 上, 此过程称换相, 亦称换流。因此每个晶闸管始终导通 180° , 与 α 无关。下一周期继续重复上述过程。

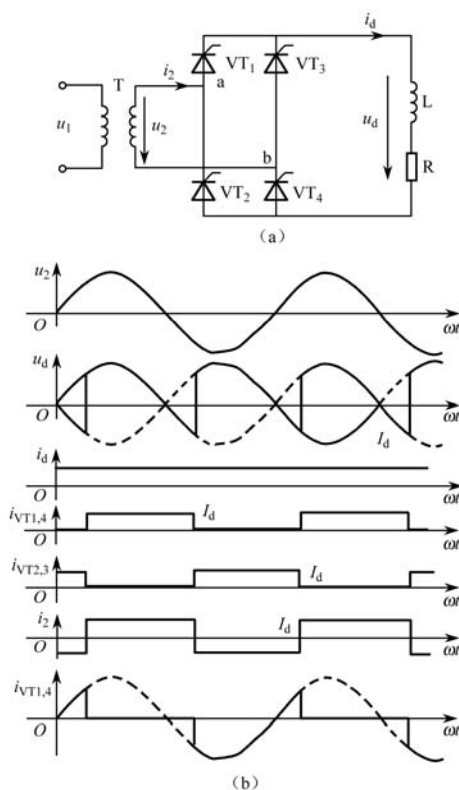


图 2.5 单相桥式全控整流电路带阻感负载时的电路及波形

输出电压平均值为

$$U_d = 0.9 U_2 \cos \alpha \quad (2-13)$$

当 $\alpha=0$ 时, $U_d=0.9U_2$; 当 $\alpha=90^\circ$ 时, $U_d=0$ 。 α 的移相范围为 90° 。晶闸管承受的最大正反向电压均为 $\sqrt{2}U_2$ 。

晶闸管的电流平均值、有效值为

$$I_{dVT} = \frac{1}{2} I_d \quad (2-14)$$

$$I_{VT} = \frac{1}{\sqrt{2}} I_d \quad (2-15)$$

2.1.3 单相全波可控整流电路

单相全波可控整流电路也是一种实用的单相可控整流电路,它相当于两个电源电压相位错开 180° 的两组单相半波可控整流电路并联而成, 又称单相双半波可控整流电路。其带负载时的电路如图 2.6 所示。

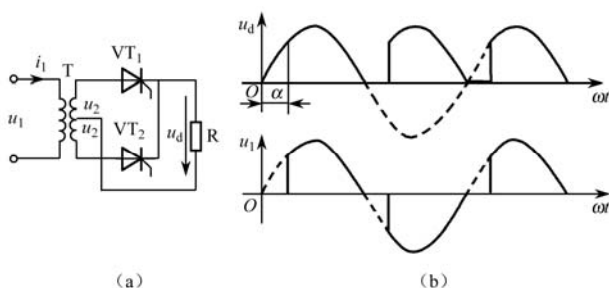


图 2.6 单相全波可控整流电路及其波形

变压器 T 带中间抽头, 电路中晶闸管 VT_1 和 VT_2 轮流工作: 在电源电压 u_2 正半周 α 时刻, 触发电路同时向两管的门极送出触发脉冲, VT_1 承受正向电压而导通, VT_2 承受反向电压不能导通。 u_2 过零变负时, VT_1 关断。在 u_2 负半周 α 时刻, VT_2 导通, VT_1 关断。单相全波可控整流电路的 u_d 波形与单相全控桥的一样, 接其他负载时, 也有相同结论。两者的主要区别在于: 单相全波可控整流电路只用 2 个晶闸管, 比单相全控桥少 2 个, 相应地, 门极驱动电路也少 2 个, 但是在单相全波可控整流电路中, 晶闸管承受的最大电压为 $2\sqrt{2}U_2$, 是单相全控桥的 2 倍; 单相全波导电回路只含 1 个晶闸管, 比单相桥少 1 个, 因而管压降也少 1 次; 但是单相全波整流电路一定要配有带中心抽头的整流变压器, 且变压器二次侧抽头的上、下绕组利用率低, 变压器设置容量不能得到充分利用。

综上, 单相全波整流电路适用于低输出电压的场合。

2.1.4 单相桥式半控整流电路

将单相全控桥电路中一对晶闸管换成两个整流二极管, 就构成单相桥式半控整流电路, 如图 2.7 所示。与单相全控桥式整流电路相比, 它的触发装置相对简单, 也较为经济。

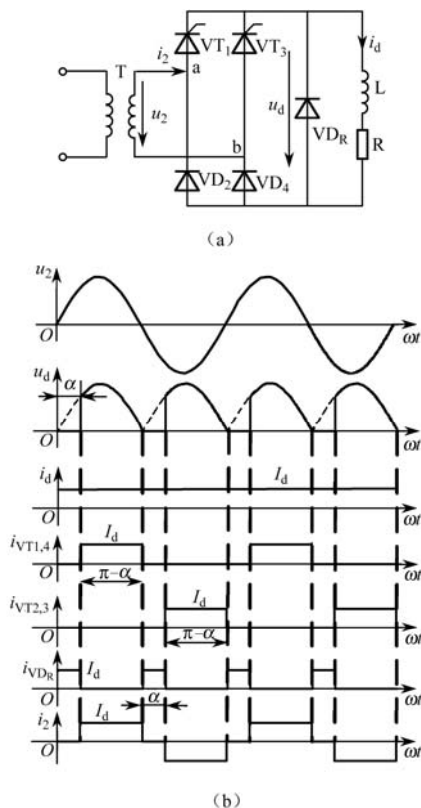


图 2.7 单相桥式半控整流电路带阻感负载有续流二极管时的电路及波形

在接电阻性负载时，电路工作情况与单相全控桥电路相同，输出电压、电流波形及元件参数计算公式也相同。以下针对电感负载进行讨论。

与全控桥类似，假设负载电感足够大且电路已经处于稳态，负载电流 i_d 波形连续且近似为一条直线。在 u_2 正半周，触发角 α 处给晶闸管加触发脉冲， u_2 经 VT_1 和 VD_4 向负载供电。 u_2 过零变负时，因电感作用使电流连续， VT_1 继续导通。而此时 b 点电位高于 a 点电位，二极管 VD_2 承受正向电压而导通，而 VD_4 承受反偏电压而截止。负载电流 i_d 从 VD_4 转换到 VD_2 ，不再流经变压器二次绕组自然续流。忽略元器件的通态压降， u_d 为零，但不会出现全控桥电路那种 u_d 为负的情况。

u_2 负半周 α 处给晶闸管 VT_3 加触发脉冲， VT_3 导通， VT_1 受反向电压关断。 u_2 经 VT_3 和 VD_2 向负载供电。 u_2 过零变正时， VD_4 导通， VD_2 关断。 VT_3 和 VD_4 续流， u_d 为零。然后继续重复上述过程。

该电路在实际运用中需加设续流二极管 VD_R ，避免可能发生的失控现象。当 α 突然增大至 180° 或触发脉冲丢失时，由于电感储能不经变压器二次绕组释放，只是消耗在负载电阻上，会发生一个晶闸管持续导通而两个二极管轮流导通的现象。这时 u_d 波形半周期为正弦，另外半周期为零，其平均值保持恒定，称为失控。例如在 u_2 正半周当 VT_1 触

发导通后, 切断触发电路 (或因故障触发脉冲丢失), VT_3 无触发脉冲一直处于关断状态, u_2 过零变负时, 由于电感的作用, 负载电流由 VT_1 和 VD_2 续流, 当 u_2 变正时, 因为 VT_1 是导通的, u_2 又经 VT_1 和 VD_4 向负载供电, 出现失控现象。

接续流二极管的作用是取代晶闸管和桥臂中整流二极管的续流作用。在续流阶段晶闸管关断, 这就避免了某一个晶闸管持续导通而导致失控的现象。同时续流期间导电回路中只有一个管压降, 减少了损耗。

2.2 三相可控整流电路

三相可控整流电路种类有很多, 有三相半波、三相全控桥、三相半控桥等。主要用于负载容量较大, 或要求直流电压脉动较小、易滤波的场合。其中三相半波可控整流电路是三相可控整流电路中最基本的, 三相桥式全控整流电路应用最广。

2.2.1 三相半波可控整流电路

1. 电阻负载

三相半波可控整流电路如图 2.8 (a) 所示, 变压器一次侧接成三角形, 二次侧为星形接法, 将 3 个晶闸管 VT_1 、 VT_2 、 VT_3 阴极接在一起, 这种接法叫共阴极接法。这种接法触发电路有公共端, 接线方便。

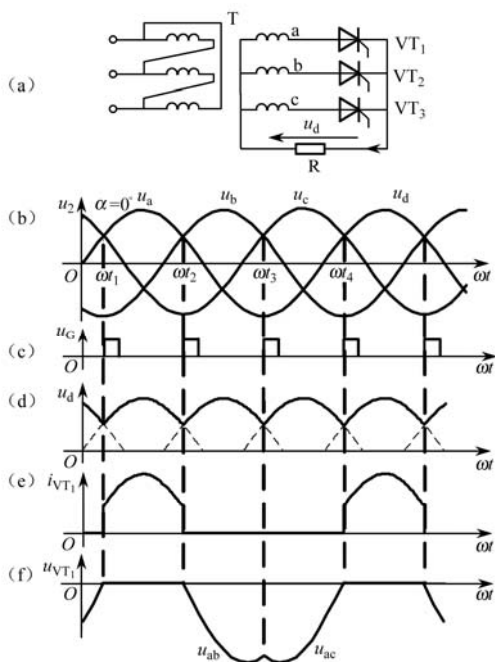


图 2.8 三相半波可控整流电路电阻负载时电路及 $\alpha=0^\circ$ 时的波形



假设将电路中的晶闸管换成二极管,并用 VD_1 、 VD_2 、 VD_3 表示,该电路就成为三相半波不可控整流电路,首先分析其工作情况。

三个二极管对应的相电压中哪一个的值最大,该项所对应的二极管导通,并使另外两相的二极管承受反向电压而关断,输出整流电压即为该相的相电压,波形如图 2.8 (d) 所示。

一周期中,在 $\omega t_1 \sim \omega t_2$ 期间, VD_1 导通, $u_d = u_a$

在 $\omega t_2 \sim \omega t_3$ 期间, VD_2 导通, $u_d = u_b$

在 $\omega t_3 \sim \omega t_4$ 期间, VD_3 导通, $u_d = u_c$

下一个周期继续重复上述过程。由上可知,每个周期 VD_1 、 VD_2 、 VD_3 轮流导通,每管各导通 120° 。 u_d 波形为三个相电压在正半周期的包络线。在相电压的交点 ωt_1 、 ωt_2 、 ωt_3 处,电流由一个二极管向另一个二极管转移,这就是二极管换相,这些交点称为自然换相点。

对于三相半波可控整流电路而言,自然换相点是各相晶闸管能触发导通的最早时刻,将其作为各晶闸管触发角 α 的起点,即该处的 $\alpha = 0^\circ$,若分析不同控制角的波形,则触发脉冲的位置距对应相电压的原点为 $30^\circ + \alpha$ 。

当 $\alpha = 0^\circ$ 时,变压器二次侧 a 相绕组和晶闸管 VT_1 的电流波形相同,如图 2.8 (e) 所示,变压器二次绕组电流有直流分量。另外两相电流波形形状相同,相位依次滞后 120° 。晶闸管的电压波形,由 3 段组成:第 1 段, VT_1 导通期间,为一段管压降,可近似为 $u_{T1} = 0$;第 2 段,在 VT_1 关断后, VT_2 导通期间, $u_{T1} = u_a - u_b = u_{ab}$,为一段线电压;第 3 段,在 VT_3 导通期间, $u_{T1} = u_a - u_c = u_{ac}$ 为另一段线电压。

增大 α 值,将脉冲后移,整流电路的工作情况相应地发生变化。整流输出电压将逐渐减小。

图 2.9 是 $\alpha = 30^\circ$ 时的波形,从输出电压、电流波形可以看出,此时每相所接晶闸管各导通 120° ,负载电流处于连续和断续的临界状态。

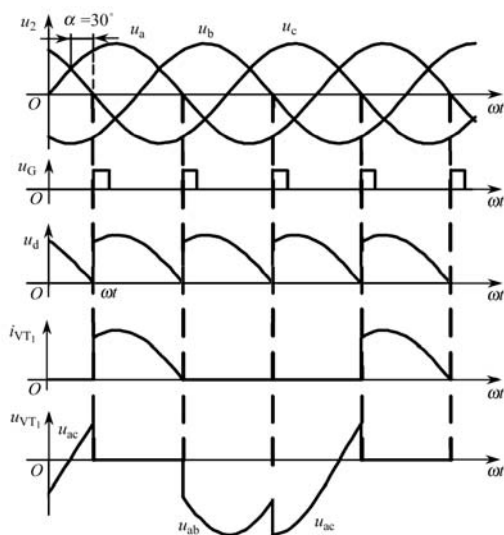


图 2.9 三相半波可控整流电路电阻负载 $\alpha = 30^\circ$ 时的波形

一旦控制角 $\alpha > 30^\circ$ ，当导通的一相相电压过零变负时，该晶闸管关断。此时下一相晶闸管虽然承受正向电压，但其触发脉冲还没有来，因此它还不能导通，导致负载电流断续。直到触发脉冲出现，输出电压才不为零。如图 2.10 所示， $\alpha = 60^\circ$ 时的波形，由图可以看出，此时晶闸管各相导通 90° 。

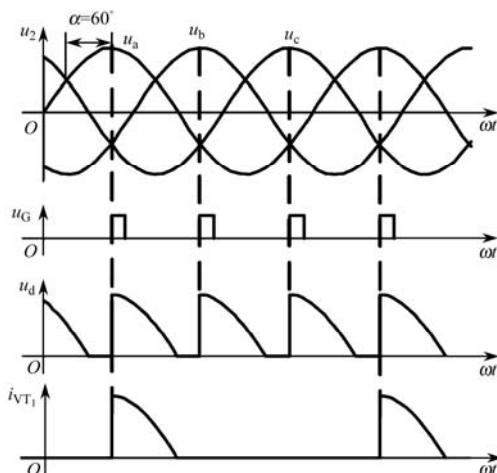


图 2.10 三相半波可控整流电路电阻负载 $\alpha = 60^\circ$ 时的波形

到 $\alpha = 150^\circ$ 时，输出电压为零。因此电路的移相范围为 $0^\circ \sim 150^\circ$ 。当 $\alpha \leq 30^\circ$ 时，输出电压电流波形连续，晶闸管各项均导通 120° ；当 $\alpha > 30^\circ$ 时电压电流波形断续，各相晶闸管各导通 $150^\circ - \alpha$ 。

整流电路输出电压平均值的计算分为两段：

$$0^\circ \leq \alpha \leq 30^\circ \text{ 时, } U_d = 1.17U_2 \cos \alpha \quad (2-16)$$

$$30^\circ < \alpha \leq 150^\circ \text{ 时, } U_d = 0.675U_2 [1 + \cos(\frac{\pi}{6} + \alpha)] \quad (2-17)$$

可见当 $\alpha = 0^\circ$ 时 U_d 最大， $U_{d\max} = 1.17U_2$

负载电流平均值为

$$I_d = \frac{U_d}{R} \quad (2-18)$$

晶闸管是轮流导通的，流过每个晶闸管的平均电流为

$$I_{dVT} = \frac{1}{3} I_d \quad (2-19)$$

晶闸管承受的最大反相电压，为变压器二次线电压的峰值

$$U_{RM} = \sqrt{6}U_2 \quad (2-20)$$

晶闸管阳极与阴极之间的最大正向电压等于变压器二次侧相电压的峰值

$$U_{FM} = \sqrt{2}U_2 \quad (2-21)$$



2. 阻感负载

设负载为阻感负载且电感 L 值足够大, 则整流电流 i_d 的输出值连续且基本成一条直线, 流过晶闸管的电流接近于矩形波。

当 $\alpha \leq 30^\circ$ 时, 输出电压电流与电阻负载时相同, 晶闸管各项均导通 120° 。因为在两种负载情况下, 负载电流均连续。

当 $\alpha > 30^\circ$ 时如 $\alpha = 60^\circ$ 时输出电压电流波形如图 2.11 所示, 当 u_2 过零变负时, 由于电感的存在, VT_1 不关断, 直到 VT_2 的触发脉冲到来, 才发生换流, 由 VT_2 导通向负载供电, 同时向 VT_1 施加反压使其关断—— u_d 波形中出现负的部分。随着 α 增大, u_d 波形中负的部分将增多, 但只要正面积大于负面积, 整流输出电压平均值 U_d 就大于零。

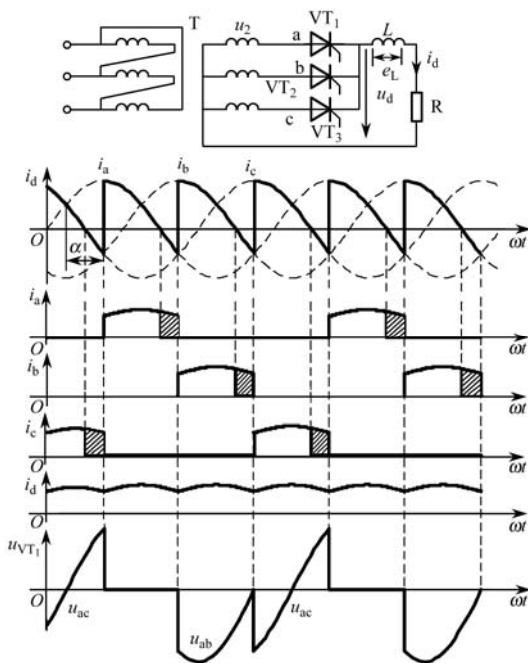


图 2.11 三相半波可控整流电路阻感负载时的电路及 $\alpha = 60^\circ$ 时的波形

至 $\alpha = 90^\circ$ 时, u_d 波形中正负面积相等, U_d 为零。所以阻感负载时 α 的移相范围为 90° 。由于负载电流连续, 输出电压平均值

$$U_d = 1.17U_2 \cos \alpha \quad (2-22)$$

可以看出此式与式 (2-16) 电阻负载 $0^\circ \leq \alpha \leq 30^\circ$ 时输出电压平均值计算公式相同。 $\alpha > 30^\circ$ 后阻感负载 u_d 波形中出现负的部分, 所以在同一 α 角时, U_d 值比电阻负载时小。负载电流平均值为

$$I_d = \frac{U_d}{R} \quad (2-23)$$

变压器二次侧电流即晶闸管电流有效值为

$$I_2 = I_{VT} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_d \quad (2-24)$$

由于负载电流连续, 晶闸管承受最大正反向电压峰值均为变压器二次侧线电压峰值

$$U_{FM} = U_{RM} = \sqrt{6} U_2 \quad (2-25)$$

三相半波可控整流电路的主要缺点在于其变压器二次电流中含有直流分量, 应用较少。

2.2.2 三相桥式全控整流电路

目前各种三相整流电路中应用最广泛的是三相全控桥式整流电路, 其电路如图 2.12 所示。晶闸管 VT_1 、 VT_3 、 VT_5 阴极连接在一起, 称为共阴极组; 晶闸管 VT_2 、 VT_4 、 VT_6 的阳极连接在一起, 称为共阳极组。需要注意到, 在此电路中, 习惯将共阴极组中与 a、b、c 三相电源连接的 3 个晶闸管分别编号为 VT_1 、 VT_3 、 VT_5 , 共阳极组中与 a、b、c 三相电源连接的 3 个晶闸管分别编号为 VT_4 、 VT_6 、 VT_2 。

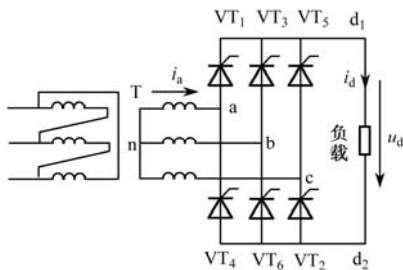
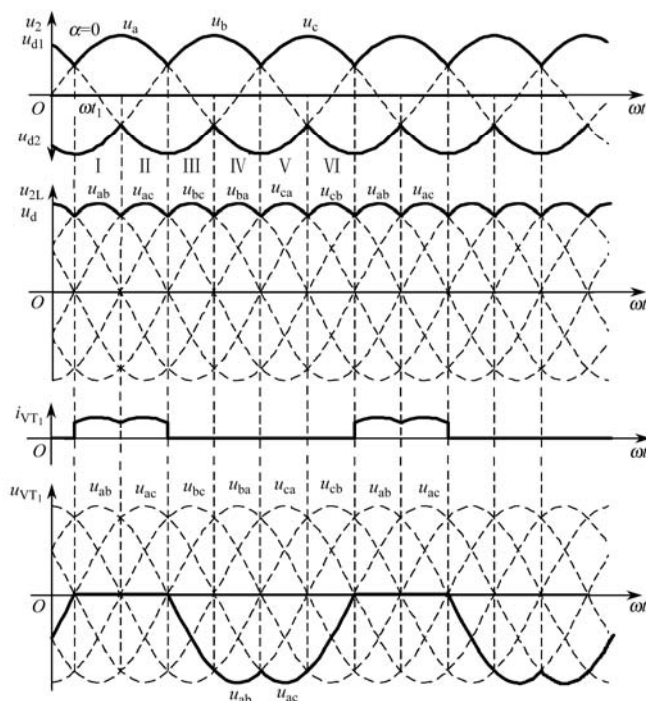


图 2.12 三相全控桥式整流电路

1. 带电阻负载的工作情况

首先分析 $\alpha=0^\circ$ 时的工作情况。触发电路对于共阴极组的 3 个晶闸管, 阳极所接交流电压值最大的一个导通; 对于共阳极组的 3 个晶闸管, 阴极所接交流电压值最低的一个导通。任意时刻共阳极组和共阴极组中各有 1 个晶闸管处于导通状态, 施加于负载上的电压为某一相电压。按自然换相点把一个周期分为六个区段, 每段 60° 。每一段中导通的晶闸管及输出整流电压的情况如表 2.1 所示。在 I 时段, a 相电压最高, b 相电压最低, 在触发脉冲的作用下, 共阴极组的 VT_1 被触发导通, 共阳极组的 VT_6 被触发导通。此期间电流由 a 相经 VT_1 流向负载, 再经 VT_6 流入 b 相, 负载上得到的电压 $u_{ab}=u_a-u_b$, 为线电压。在 II 时段, a 相电压仍然最高, VT_1 继续导通, 但 c 相电压最低, 使得 VT_2 承受正相电压, 在自然换向点给 VT_2 触发脉冲, VT_2 被触发导通, 使 VT_6 承受反向电压而关断。此期间电流由 a 相经 VT_1 流向负载, 再经 VT_2 流入 c 相, 负载上得到的电压 $u_d=u_a-u_c=u_{ac}$ 。依此类推, 得到如图 2.13 所示波形, 输出波形为三相电源的线电压。

图 2.13 三相全控桥式整流电路电阻负载 $\alpha=0^\circ$ 时的波形表 2.1 三相全控桥式整流电路电阻负载 $\alpha=0^\circ$ 时的晶闸管工作情况

| 时 段 | I | II | III | IV | V | VI |
|--------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|
| 共阴极组中导通的晶闸管 | VT ₁ | VT ₁ | VT ₃ | VT ₃ | VT ₅ | VT ₅ |
| 共阳极组中导通的晶闸管 | VT ₆ | VT ₂ | VT ₂ | VT ₄ | VT ₄ | VT ₆ |
| 整流输出电压 u_d | $u_a - u_b = u_{ab}$ | $u_a - u_c = u_{ac}$ | $u_b - u_c = u_{bc}$ | $u_b - u_a = u_{ba}$ | $u_c - u_a = u_{ca}$ | $u_c - u_b = u_{cb}$ |

对触发脉冲的要求：六个晶闸管的脉冲按 VT₁→VT₂→VT₃→VT₄→VT₅→VT₆ 的顺序导通，相位依次相差 60°；共阴极组 VT₁、VT₃、VT₅ 的脉冲依次相差 120°，共阳极组的 VT₂、VT₄、VT₆ 依次相差 120°；同一相的上下两个桥臂，即 VT₁ 与 VT₄、VT₃ 与 VT₆、VT₅ 与 VT₂，脉冲相差 180°。为了保证电路合闸或电流断续后能正常工作，需保证同时导通的两个晶闸管均有触发脉冲。为此可以采取两种方法：一种是单宽脉冲触发，每个脉冲的宽度在 80°~100° 之间；另一种是双窄脉冲触发，在触发某个晶闸管的同时，给前一个晶闸管送一个补发脉冲，即用两个窄脉冲代替宽脉冲，两窄脉冲前沿相差 60°，脉冲宽度为 20°~30°。双窄脉冲触发电路复杂一些，但要求触发电路输出功率小，脉冲变压器铁心体积小，因此被广泛应用。

整流输出电压 u_d 一周脉动 6 次，每次脉动的波形都一样，故该电路为六脉波整流

电路。

触发角 α 改变时, 电路的工作情况发生变化。图 2.14 给出了当 $\alpha=30^\circ$ 时的波形。

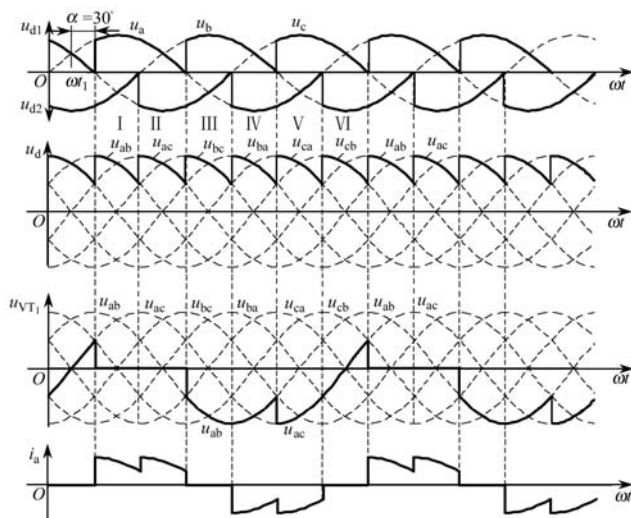


图 2.14 三相桥式全控整流电路电阻负载 $\alpha=30^\circ$ 时的波形

与 $\alpha=0^\circ$ 时相比, 一周期中 u_d 波形仍然由 6 段线电压构成, 从 ωt_1 角开始把一周期分为 6 段每段 60° , 则每段晶闸管导通的序号仍符合表 2.1 的规律。区别在于每段晶闸管导通的时刻推迟了 30° , u_d 平均值降低。

图 2.15 给出了 $\alpha=60^\circ$ 时的波形, 仍可参照上述分析, u_d 波形中每段线电压的波形继续后移, u_d 平均值继续降低。注意此时 u_d 波形出现了为零的点。

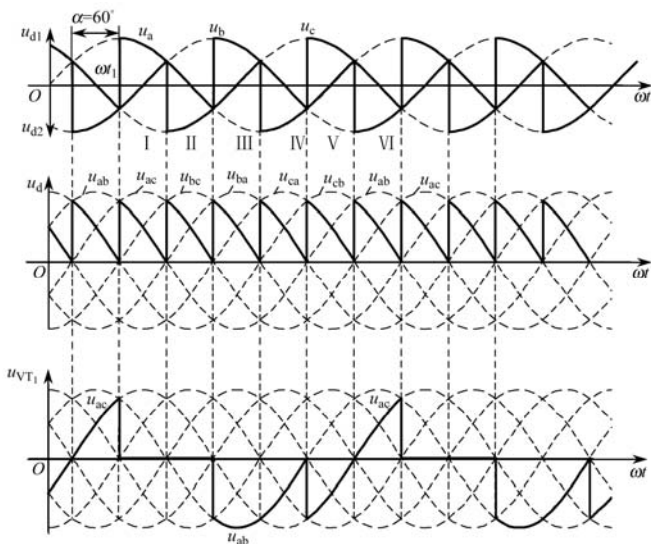


图 2.15 三相桥式全控整流电路电阻负载 $\alpha=60^\circ$ 时的波形



当 $\alpha > 60^\circ$ 时, 如 $\alpha = 90^\circ$ 时工作波形如图 2.16 所示, 每段 60° 中有 30° 为零。这是因为一旦 u_d 降至零, 流过晶闸管的电流也降至零, 晶闸管关断, 输出整流电压即出现零。如果继续增大至 120° , u_d 将全部为零, 其平均值也为零。所以三相桥式全控整流电路带电阻负载时控制角的移相范围为 120° 。

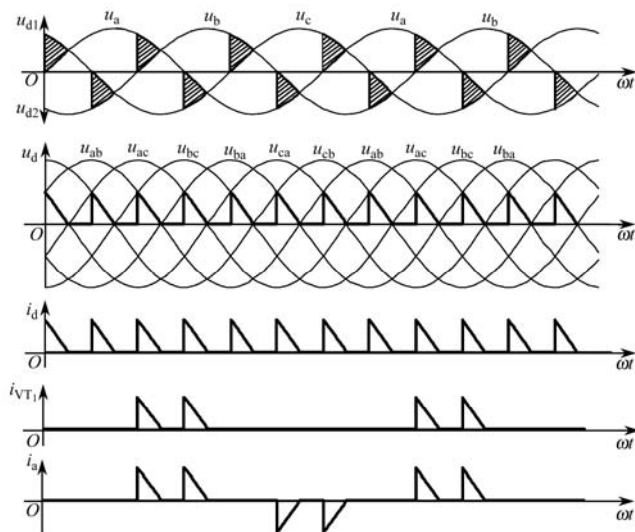


图 2.16 三相桥式全控整流电路电阻负载 $\alpha=90^\circ$ 时的波形

2. 带阻感负载时的工作情况

三相桥式全控整流电路多用于向直流电动机或要求实现有源逆变的负载供电, 为使负载电流连续平滑, 有利于直流电动机换相及减小电火花, 改善电动机的机械特性。以下分析三相桥式全控整流电路阻感负载的情况。

当 $\alpha \leq 60^\circ$ 时, u_d 波形连续, 电路的工作情况与带电阻负载时十分相似, 各晶闸管通断情况、输出整流电压波形、晶闸管上电压波形都一样。区别在于同样的整流输出电压, 加在电阻负载上, 输出电流 i_d 波形与 u_d 相同。而阻感负载时, 当电感足够大, 由于电感的作用, 负载电流近似为一条水平线。图 2.17 和图 2.18 分别为三相桥式全控整流电路带阻感负载 $\alpha=0^\circ$ 和 $\alpha=30^\circ$ 时的波形。

当 $\alpha > 60^\circ$ 时, 带阻感负载的工作情况与带电阻负载时不同, 线电压瞬时值由零变负, 晶闸管本要关断, 但由于大电感的作用, 维持着晶闸管继续导通, 输出电压波形出现负的部分, 从而使输出电压平均值降低。当 $\alpha=90^\circ$ 时, 输出电压波形正负部分面积相等, 如图 2.19 所示, 输出电压平均值为零。所以, 三相全控桥阻感负载移相范围为 $0^\circ \sim 90^\circ$ 。

带阻感负载时, 或带电阻负载 $\alpha \leq 60^\circ$ 时, 输出电压平均值为

$$U_d = 2.34U_2 \cos \alpha \quad (2-26)$$

带电阻负载且 $\alpha > 60^\circ$ 时, 整流电压平均值为

$$U_d = 2.34U_2 [1 + \cos(\frac{\pi}{3} + \alpha)] \quad (2-27)$$

输出电流平均值为

$$I_d = U_d / R \quad (2-28)$$

晶闸管上的电流平均值、电流有效值及承受的最大电压等的定量分析与三相半波时一致。

三相全控整流电路接反电动势阻感负载时,在阻感电感足够大使负载电流连续的情况下,电路工作情况与电感负载时相似,电路各处电压、电流波形均相同,仅在计算输出电流平均值时有所不同,接反电动势阻感负载时,

$$I_d = \frac{U_d - E}{R} \quad (2-29)$$

R 和 E 分别为负载中的电阻值和反电动势的值。

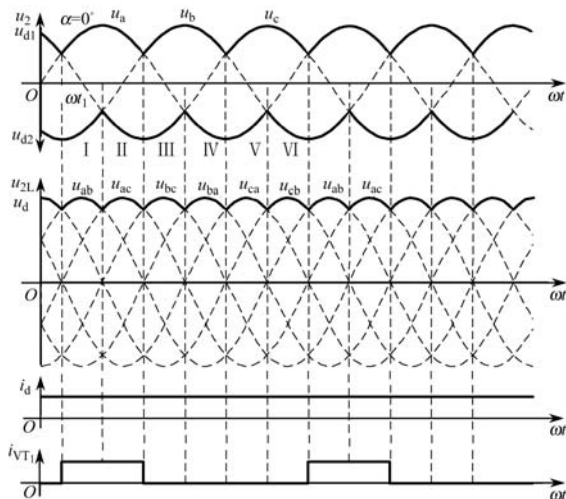


图 2.17 三相桥式全控整流电路阻感负载 $\alpha=0^\circ$ 时的波形

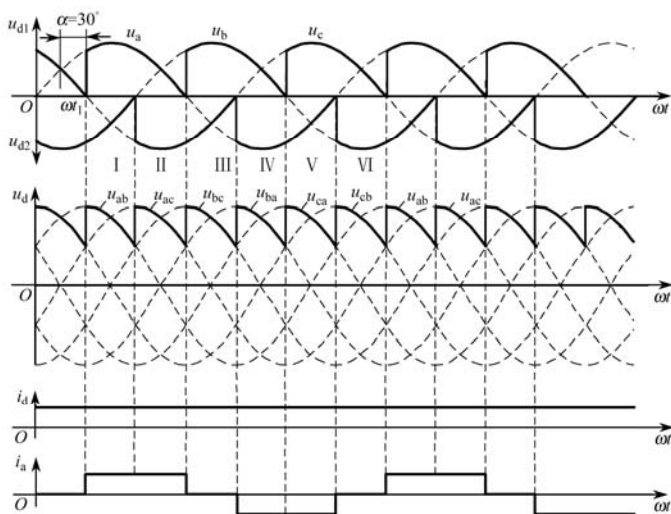


图 2.18 三相桥式全控整流电路阻感负载 $\alpha=30^\circ$ 时的波形

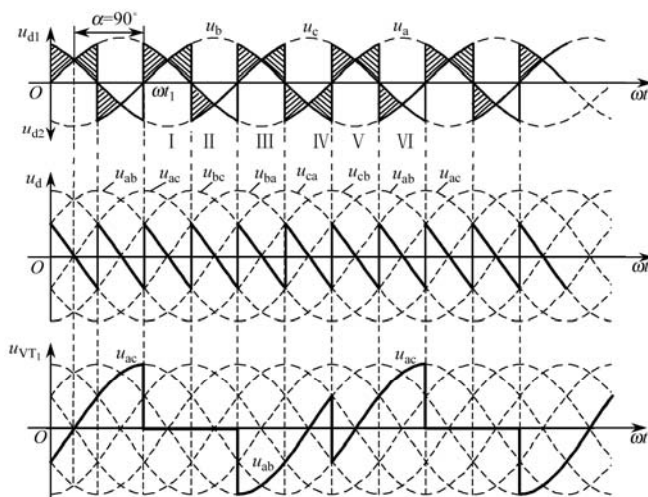


图 2.19 三相桥式全控整流电路阻感负载 $\alpha=90^\circ$ 时的波形



本章小结

交流一直流变换器即整流电路是电力电子电路中最先出现的一种，应用十分广泛，是电力电子电路的重要组成部分。整流电路的主要分类方法有：按电路结构可以分为半波、全波及桥式电路等；按组成的器件可分为不可控、半控、全控三种；按交流电源的相数分为单相、三相、多相等。

单相可控整流电路把 50Hz 单相交流电变换为大小可调的直流电。本章重点介绍了单相半波可控整流电路和单相全控桥式整流电路。详细分析了其电路结构、工作原理和一般定量计算等。不同负载对电路工作的影响是讨论的重点。本章还介绍了单相全波可控整流电路和单相半控桥式整流电路。

负载容量较大，或要求直流电压脉动较小时，采用三相整流供电。本章以讨论三相半波可控整流电路为基础，然后讨论三相全控桥式整流电路。重点介绍了三相全控桥式整流电路的电路结构、工作原理、各种负载下输出直流电压电流波形及对整流电路工作情况的影响和一般定量计算等。此外本章还介绍了整流电路中晶闸管进行触发的触发脉冲的要求。



练习与思考

1. 整流电路中变压器 T 的作用是什么？
2. 什么是触发延迟角？什么是导通角？
3. 单相半波可控整流电路中，如（1）晶闸管门极不加触发脉冲，（2）晶闸管内部短路，（3）晶闸管内部断开，试分析上述三种情况负载两端电压 u_d 和晶闸管两端电压 u_{VT} 的波形。
4. 单相桥式全控整流电路， $U_2=100V$ ，负载中 $R=2\Omega$ ， L 值极大，当 $\alpha=30^\circ$ 时，要求：①作出 u_d 、 i_d 和 i_2 的波形；②求整流输出平均电压 U_d 、电流 I_d ，变压器二次电流有效值 I_2 ；③考虑安全裕量，确定晶闸管的额定电压和额定电流。

5. 在三相半波整流电路中, 如果 α 相的触发脉冲消失, 试绘出在电阻性负载和电感性负载下整流电压 u_d 的波形。
6. 三相半波整流电路的共阴极接法与共阳极接法, a、b两相的自然换相点是同一点吗? 如果不是, 它们在相位上差多少度?
7. 在三相桥式全控整流电路中, 电阻负载, 如果有一个晶闸管不能导通, 此时的整流电压 u_d 的波形如何? 如果有一个晶闸管被击穿而短路, 其他晶闸管受什么影响?
8. 单相桥式全控整流电路、三相桥式全控整流电路中, 当负载分别为电阻负载或电感负载时, 要求的晶闸管移相范围分别是多少?



第3章 直流—交流变换器

3.1 概述

第2章介绍了整流电路利用晶闸管将交流电变成直流电供给负载,在生产实践过程中还需要利用电力电子器件将直流电转换成交流电,这种对应于整流的逆过程称为逆变。例如应用电力电子器件的电力机车,当下坡行驶时,使直流电动机作为发电机运行,机车的位能转变成电能,并把它送到交流电网中去。再如运转着的直流电动机,要使它迅速制动,也可让电动机作为发电机运行,把发电机的动能转变为电能,反送到电网中去。在一定的条件下,一套晶闸管电路既可以用做整流电路又可用做逆变电路。这种装置称为变流装置或变流器。

如果将逆变电路的交流侧接到交流电网上,把直流电逆变成与电网同频率的交流电反送到电网中去,称为有源逆变。它用于直流电机的可逆调速、绕线型异步电动机的串级调速、高压直流输电和太阳能发电等方面。如果逆变器的交流侧不与电网连接,而是直接接到负载,即将直流电逆变成某一频率或可变频率的交流电供给负载,称为无源逆变,它在交流电机变频调速、感应加热、不间断电源等方面应用十分广泛,是构成电力电子技术的重要内容。

本章主要介绍有源逆变电路的工作原理,还介绍了常用有源逆变电路及其应用,以及几种无源逆变电路的工作原理。

3.2 电力电子器件的换流方式

电力半导体器件可以用切断或接通电流的开关表示。在图3.1中, S_1 、 S_2 表示两个电力半导体器件组成的导电臂。当 S_1 关断、 S_2 导通时,电流 i 流过 S_2 ;当 S_1 导通, S_2 关断时,电流 i 从 S_2 转到 S_1 。电流从一个支路向另一个支路转移的过程称为换流,也称作换相。

在换流过程中,有的支路要从通态转移到断态,有的支路要从断态转移到通态。从断态向通态转移时,无论支路是由全控型还是半控型电力电子器件组成,只要给门极适当的驱动信号,就可以使其开通。但从通态向断态转移的情况就不同,全控型器件可以通过对门极的控制使其关断。而对于半控型器件的晶闸管而言,不能通过对门极控制使其关断,必须利用外部条件或者采取其他措施才能使其关断。例如,要在晶闸管电流为零后再加一定时间反向电压才能使其关断。

一般来说,换流方式分以下几种:

1. 器件换流

利用全控型器件的自关断能力进行换流。在采用 IGBT、电力 MOSFET、GTO、GTR 等全控型器件的电路中,其换流方式即为器件换流。

2. 电网换流

由电网提供换流电压称为电网换流。第2章讲述的可控整流电路,无论工作在整流状态还是工作在逆变状态下,都是借助电网电压实现换流的,都属于电网换流。

3. 负载换流

有负载提供换流电压称为负载换流。凡是负载电流相位超前于负载电压的场合,都可以实现负载换流。

4. 强迫换流

设置附加的换流电路,由换流电路内的电容器提供换流电压。有时也称为脉冲换流或电容换流。强迫换流分为脉冲电压换流和脉冲电流换流两种。

图3.2给出了脉冲电压换流的电路原理图。在晶闸管 VT 处于导通状态时,预先给电容 C 按图中所示极性充电。如果合上开关 S,就可以使晶闸管 VT 两端承受反向电压而关断。

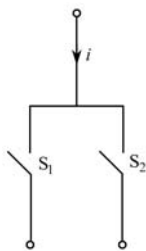


图 3.1 换流

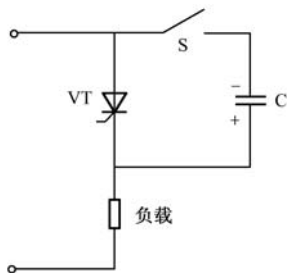


图 3.2 脉冲电压换流

图3.3为脉冲电流换流原理图。晶闸管 VT 处于导通状态时,预先给电容 C 按图中所示的极性充电。在图(a)中,如果合上开关 S, LC 振荡电流流过晶闸管,直到其正向电流为零后,再流过二极管 VD。在图(b)的情况下,接通开关 S 后, LC 振荡电流先和负载电流叠加流过晶闸管 VT, 经半个振荡周期 $t = \pi\sqrt{LC}$ 后, 振荡电流反向流过 VT, 直到流过 VT 的正向电流减至零后再流过二极管 VD。这两种情况, 都在晶闸管的正向电流为零和二二极管开始流过电流时晶闸管关断, 二极管上的管压降就是加在晶闸管上的反向电压。

上述四种换流方式中,器件换流只针对全控型电力电子器件,其他三种方式主要是针对晶闸管而言的。

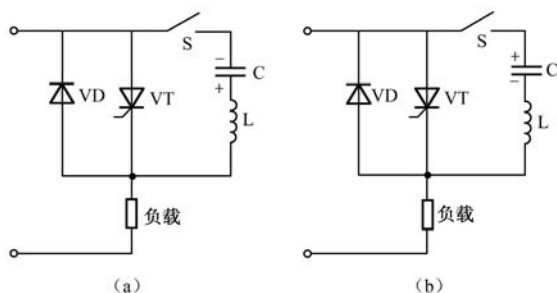


图 3.3 脉冲电流换流

3.3 有源逆变电路

3.3.1 单相有源逆变电路

1. 功率的传输方向

如图 3.4 所示的直流发电机-电动机系统中，M 为电动机，G 为发电机，励磁回路未在图上表示。控制发电机电动势的大小和极性，就可以实现电动机四象限的运转状态。

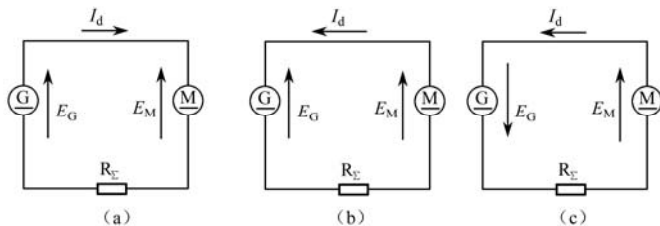


图 3.4 直流发电机-电动机之间电能的流转

在图 3.4 (a) 中 M 作电动运转，两电动势同极性 $E_G > E_M$ ，电流 I_d 从 G 流向 M， I_d 的值为

$$I_d = \frac{E_G - E_M}{R_\Sigma}$$

式中， R_Σ 为主回路的电阻。由于 I_d 和 E_G 同方向，与 E_M 反向，G 输出电功率 $E_G I_d$ ，M 吸收电功率 $E_M I_d$ ，电能由 G 流向 M，转变为 M 轴上输出的机械能， R_Σ 上是热耗。

图 3.4 (b) 是回馈制动状态，M 作发电运转，两电动势同极性 $E_G < E_M$ ，电流 I_d 从 M 流向 G， I_d 的值为

$$I_d = \frac{E_M - E_G}{R_\Sigma}$$

I_d 和 E_M 同方向，与 E_G 反向，故 M 输出功率，G 则吸收功率， R_Σ 上依然是热耗。M 轴上输入的机械能转变为电能反送给 G。

图 3.4 (c) 两电动势顺向串联，向电阻 R_Σ 供电，G 和 M 均输出功率，由于 R_Σ 很小，

事实上形成短路，在生产中必须严防此类事故发生。

可见两个电动势同极性相接时，电流总是从电动势高的流向电动势低的。由于回路电阻很小，即使很小的电动势差值也能产生很大的电流，使两个电动势之间交换很大的功率，这对分析有源逆变是十分有用的。

2. 有源逆变的工作原理

现以卷扬机为例，由单相全波相控整流供电的直流电动机作为动力，分析重物提升与下降两种工作情况，以此说明有源逆变的工作原理。

(1) 重物提升，变流器工作于整流状态

大电感负载时，整流电压 $U_d = 0.9U_2 \cos \alpha$ ，电路状态与波形如图 3.5 (a) 所示，图中 U_d 与 E 的箭头方向为规定正方向，两端正负号表示实际正负端。提升重物时电路输出功率，电动机工作在电动状态，电流 I_d 为

$$I_d = \frac{U_d - E}{R_d}$$

如减小晶闸管的控制角 α ，则 U_d 增大瞬时引起 I_d 增大，电动机产生的电磁转矩亦增大，导致转速升高提升加快。随着转速升高电动机反电动势 E 亦增大。使电流 I_d 恢复到原来值，此时电动机稳定运行在较高转速。反之， α 增大则电动机转速减小。所以改变 α 可以方便地改变提升速度。

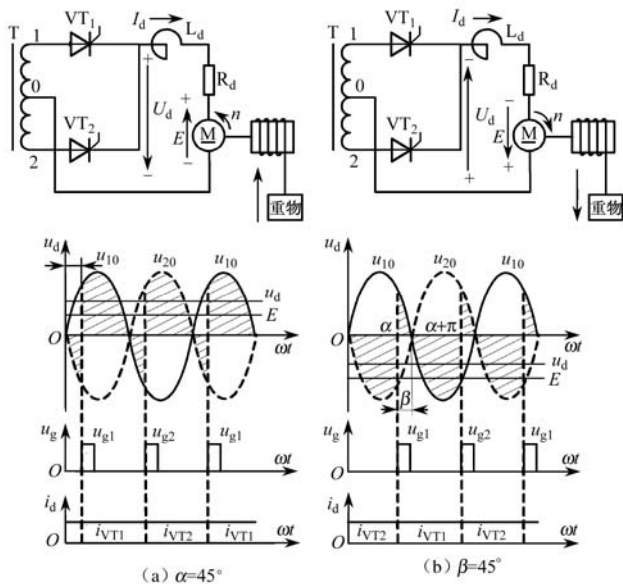


图 3.5 单项全波整流与逆变

(2) 重物下放，变流器工作于逆变状态

在整流状态，电流 I_d 由直流电压 U_d 产生，整流电压 U_d 的波形必须是正面积大于负面积。当重物下放时，电动机转速反向，产生的电动势 E 亦反向，对 I_d 来说反电动势变成



正电动势。当 $\alpha > 90^\circ$ 时, 尽管 U_d 波形中出现负面积大于正面积, U_d 为负值, 但由于 E 的作用, 晶闸管仍能承受正压而导通。为了维持电流 I_d 流通, E 在数值上必须大于反向的 U_d 的值, 电路状态与波形如图 3.5 (b) 所示, 电流值为

$$I_d = \frac{E - U_d}{R_d}$$

此时电动机由重物下降带动, 运行于发电状态, 产生的直流电功率通过交流电路, 将直流电功率变为 50Hz 交流功率返送电网, 这就是有源逆变工作状态。

逆变时 I_d 的方向未变, 电动机电磁转矩的方向也未变, 但在重物重力的作用下电动机的转向与提升重物时相反, 故电动机的电磁转矩变成了制动转矩。当重物的驱动转矩与电动机的制动转矩平衡时, 重物匀速下降, 此时电动机工作在发电制动状态。当 α 在 $90^\circ \sim 180^\circ$ 之间调节时, 就可方便地调节重物下放的速度。

电路工作在逆变状态时, 直流电压的计算公式与整流时一样

$$U_d = 0.9U_2 \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha$$

但在逆变时 $\alpha > 90^\circ$, 为了计算方便, 引入逆变角 β (β 角由起点向左度量), 另 $\beta = 180^\circ - \alpha$, 因此

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha = U_{d0} \cos (180^\circ - \beta) = -U_{d0} \cos \beta \quad (3-1)$$

逆变角为 β 时的触发脉冲可从 $\alpha = 180^\circ$ 时刻前移 β 角来确定。

由上述分析可得, 实现有源逆变必须同时具备两个条件: 变流器的直流侧必须有一个极性与晶闸管导通方向一致的电动势源, 且其电动势数值应大于变流器直流侧的平均电压 U_d ; 变流器必须工作在逆变角 $\beta < 90^\circ$ (控制角 $\alpha > 90^\circ$) 的区间, 使 U_d 为负值。这两个条件缺一不可, 由于半控桥式和接续流管的晶闸管电路不可能输出负电压, 故不能实现有源逆变。为了保证变流回路中的电流连续, 负载回路中应串入大电感。

3.3.2 三相有源逆变电路

1. 三相半波有源逆变电路

图 3.6 (a) 为三相半波整流器带电动机负载时的电路, 并假设负载电流连续。当 α 在 $90^\circ \sim 180^\circ$ 范围内变化时, 变流器输出电压的瞬时值在整个周期内虽然有正有负或全部为负值, 但负的面积总是大于正的面积, 故输出电压的平均值 U_d 为负值, 具备有源逆变的条件, 即当 α 在 $90^\circ \sim 180^\circ$ 范围内变化且 $E > U_d$ 时, 可以实现有源逆变。

图 3.6 (b) 给出了 $\alpha = 150^\circ$ 时, 逆变电路的输出电压和电流波形。 I_d 从 E 的正极流出, 从 U_d 的正端流入, 电机反送电能。

交流逆变时, 直流侧电压计算公式与整流时一样, 当电流连续时, 输出电压平均值

$$U_d = 1.17U_2 \cos \alpha = -1.17U_2 \cos \beta \quad (3-2)$$

输出电流平均值

$$I_d = \frac{U_d - E_M}{R_z} \quad (3-3)$$

流过晶闸管的电流平均值

$$I_{dT} = \frac{1}{3} I_d \quad (3-4)$$

流过晶闸管电流的有效值

$$I_T = \frac{I_d}{\sqrt{3}} = 0.577 I_d \quad (3-5)$$

流过变压器二次侧电流有效值

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{3}} I_d = 0.577 I_d \quad (3-6)$$

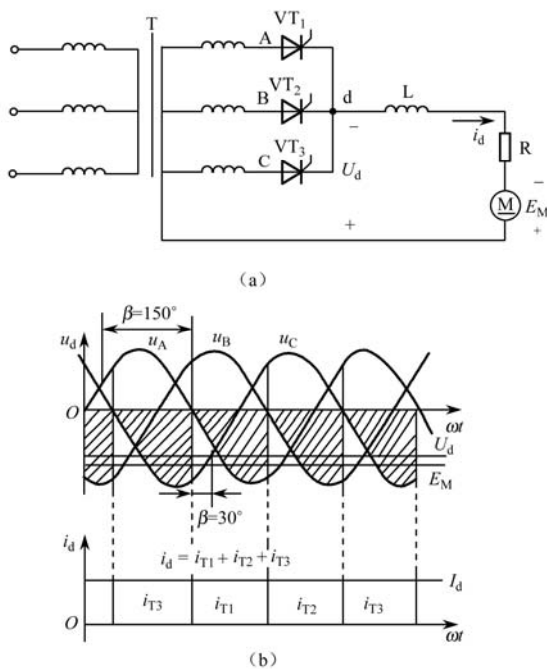


图 3.6 三相半波有源逆变电路

2. 三相桥式有源逆变电路

三相全控桥式整流电路用作有源逆变时，就成了三相桥式逆变电路。三相桥式逆变电路的工作情况与三相桥式整流电路一样，区别仅仅是控制角不同。当 $0^\circ < \alpha < 90^\circ$ 时，电路工作在整流状态；当 $90^\circ < \alpha < 180^\circ$ 时，电路工作在逆变状态。三相有源逆变电路工作波形如图 3.7 所示。

各参量计算如下：

输出电压平均值

$$U_d = -2.34 U_2 \cos \alpha \quad (3-7)$$

输出电流平均值

$$I_d = \frac{U_d - E_M}{R_\Sigma} \quad (3-8)$$



流过晶闸管的电流平均值

$$I_{dT} = \frac{1}{3} I_d \quad (3-9)$$

流过晶闸管电流的有效值

$$I_T = \frac{I_d}{\sqrt{3}} = 0.577 I_d \quad (3-10)$$

流过变压器二次侧电流有效值

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{3}} I_d = 0.577 I_d \quad (3-11)$$

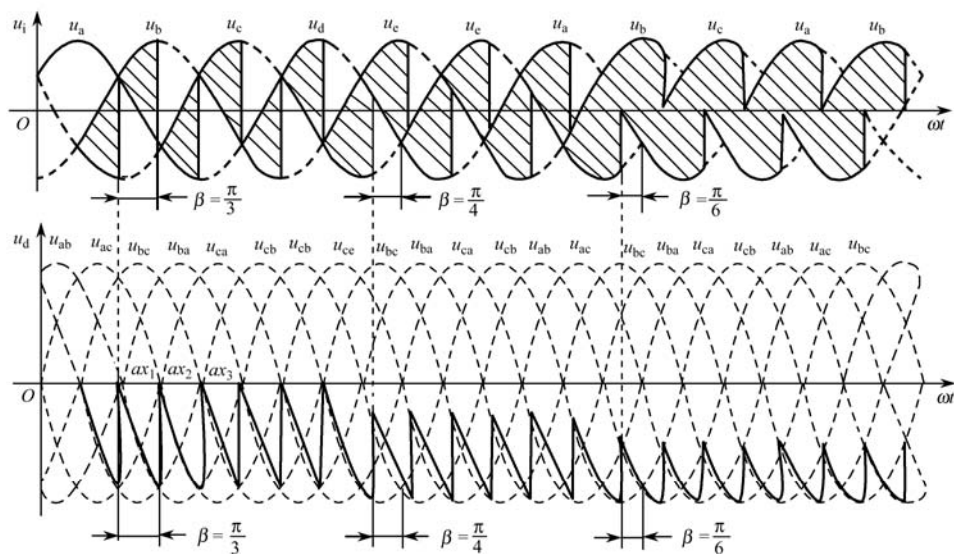


图 3.7 三相桥式逆变电路工作波形

3.3.3 逆变失败及最小逆变角的限制

1. 逆变失败的原因

变流器在逆变运行时，晶闸管大部分时间或全部时间导通在电压负半波，当某种原因使晶闸管换相失败，本来在负半波导通的晶闸管会一直导通到正半波，使输出电压 u_d 极性反向， u_d 和直流电动势顺极性串联，由于逆变电路电阻很小，会形成很大的逆变电流，这种情况称为逆变失败，或逆变颠覆。

逆变失败的原因有很多，主要有以下几条：

- (1) 触发电路工作不可靠，不能适时、准确地给各晶闸管分配脉冲，如脉冲丢失、脉冲延时等，致使晶闸管不能正常换相，使交流电源电压和直流电动势顺向串联，形成短路。
- (2) 晶闸管发生故障，在应该阻断期间，器件失去阻断能力，或在应该导通期间，器件不能导通，造成逆变失败。

(3) 在逆变工作时, 交流电源发生缺相或突然消失, 由于直流电动势 E_M 的存在, 晶闸管仍可导通, 此时变流器的交流侧由于失去了同直流电动势极性相反的交流电压, 因此直流电动势将通过晶闸管使电路短路。

(4) 换相的裕量角不足, 引起换相失败。由于变压器漏抗的影响, 电流换流不能瞬间完成, 从而产生换相重叠角 γ , 如图 3.8 所示。如果逆变角 β 太小, 即 $\beta < \gamma$ 时, 从图 3.8 所示的波形中可以看出, 换流还未结束, 电路的工作状态到达 u_a 与 u_b 的交点 p , 从 p 点开始, u_a 将高于 u_b , 晶闸管 VT_2 承受反压而关断, 应该关断的 VT_1 却承受正压继续导通, 从而造成逆变失败。

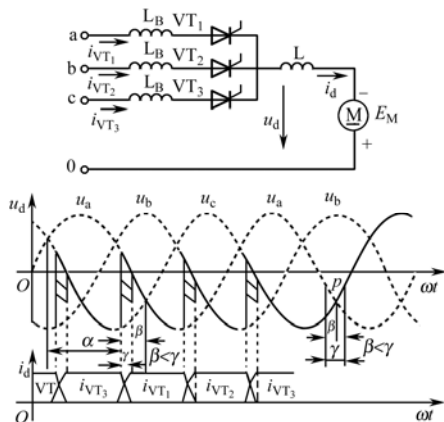


图 3.8 交流侧漏抗对逆变换相过程的影响

2. 最小逆变角的确定

确定最小逆变角时应考虑如下因素。

(1) 换相重叠角 γ : 由于整流变压器存在漏抗, 晶闸管在换相时存在换相重叠角 γ , 在换相重叠期间, 两晶闸管都导通, 也就是在此期间晶闸管换相未成功。如果 $\beta < \gamma$, 则逆变失败。 γ 随变流装置和工作电流大小不同而不同, 一般考虑 $15^\circ \sim 25^\circ$ 电角度。

(2) 晶闸管的关断时间 t_G 所对应电角度 δ_0 : 晶闸管本身由导通到关断也需要一定时间, 这由晶闸管的参数决定, 一般约为 $200 \sim 300 \mu s$ 。此段时间对应的电角度约为 $4^\circ \sim 5^\circ$ 。

(3) 安全裕量角 θ_0 : 考虑到脉冲调整时不对称、电网波动、畸变和温度等影响, 还必须留一个安全裕量角, 一般取 $\theta_0 = 10^\circ$ 。

综上, 最小逆变角为

$$\beta_{\min} = \gamma + \delta_0 + \theta_0 \approx 30^\circ \sim 35^\circ$$

对于有源逆变电路, 必须保证 $\beta \geq \beta_{\min}$ 。因此在触发电路中常加一套保护线路, 保证控制脉冲不进入 β_{\min} 区域内。

3.4 无源逆变电路

上一节介绍了有源逆变电路, 这种逆变器输出电压的频率就是电网电压的频率, 不能



任意改变,故称为有源逆变。在某些特殊场合,如只有蓄电池、太阳能电池这类直流电源,需要向交流负载供电时,就需要无源逆变电路。另外,在许多场合,电网提供的 50Hz 工频电源并不能满足负载的特殊需要。通常的做法是,先将工频交流电变成直流电,再经逆变器变成所需频率和电压的交流电,这样的 DC/AC 逆变器输出的交流电与电网交流电无关,可以得到任意频率和电压的交流电,单独向负载供电,故称为无源逆变。

3.4.1 无源逆变的分类和用途

1. 分类

(1) 根据输入直流电源特点分类

1) 电压型逆变器:输入直流电源为恒压源

2) 电流型逆变器:输入直流电源为恒流源

(2) 根据电路的结构特点分类

1) 半桥式逆变电路

2) 全桥式逆变电路

3) 推挽式逆变电路

4) 其他形式:如单管晶体管逆变电路

(3) 根据换流方式分类

1) 负载换流型逆变电路

2) 脉冲换流型逆变电路

3) 自换流型逆变电路

(4) 根据负载特点分类

1) 非谐振式逆变电路

2) 谐振式逆变电路

2. 无源逆变的用途

(1) 标准 50Hz 电源:用于人造卫星及大型计算机等特殊要求的电源设备,对其频率、电压波形与幅值及电网干扰等参数,均有很高精度要求。

(2) 恒频恒压电源(CVCF):其典型代表为不间断电源(UPS)。另外,航空机载电源,机车照明、通信等辅助电源也要用 CVCF 电源。

(3) 感应加热电源:例如中频电源、高频电源等。广泛用于金属熔炼、感应加热及机械零件淬火。

(4) 变频变压电源(VVVF):主要用于交流电动机调速。

3.4.2 无源逆变电路的工作原理

一般所说的逆变电路就是指无源逆变电路。下面以最基本的无源逆变电路——单相桥式逆变电路为例来说明逆变电路的工作原理。电路结构如图 3.9(a)所示。图中 U_d 为输入直流电压, $S_1 \sim S_4$ 是桥式电路的 4 个臂,由电力电子器件及辅助电路组成。

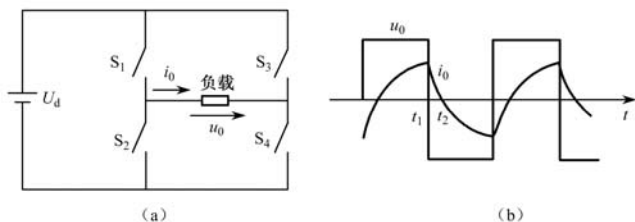


图 3.9 单相桥式逆变电路工作原理图

当开关 S_1 、 S_4 闭合， S_2 、 S_3 断开时，负载电压 u_o 为正； S_1 、 S_4 断开， S_2 、 S_3 闭合时， u_o 为负，把直流电变成交流电。改变两组开关切换频率，可改变输出交流电频率。负载上获得的电压、电流波形如图 3.9 (b) 所示。电阻负载时，负载电流 i_o 和 u_o 的波形相同，相位也相同。阻感负载时， i_o 相位滞后于 u_o ，波形也不同。 t_1 时刻前， S_1 、 S_4 闭合导通， u_o 和 i_o 均为正； t_1 时刻，断开 S_1 、 S_4 ，合上 S_2 、 S_3 ， u_o 变负，但 i_o 不能立刻反向。 i_o 从电源负极流出，经 S_2 、负载和 S_3 流回正极，负载电感能量向电源反馈， i_o 逐渐减小， t_2 时刻降为零，之后 i_o 才反向并增大。

3.5 电压型逆变电路

理想电压源的输出电压不随时间的变化而变化，而电压源的电流随外电路的改变而改变；理想电流源的输出电流不随时间的变化而变化，而电流源的端电压随外电路的改变而改变。逆变电路根据直流侧电源性质的不同可以分为电压型逆变电路和电流型逆变电路。本节主要介绍电压型逆变电路的基本构成、工作原理和特性。

电压型逆变电路主要有如下特点：

- (1) 直流侧为电压源或并联大电容，直流侧电压基本无脉动。
- (2) 输出电压为矩形波，输出电流因负载阻抗不同而不同。
- (3) 接阻感负载时需提供无功。为了给交流侧向直流侧反馈的无功提供通道，逆变桥各臂须并联反馈二极管。

3.5.1 单相电压型逆变电路

1. 半桥逆变电路

半桥逆变电路原理图如图 3.10 所示，它有两个桥臂，每个桥臂由一个可控器件和一个反并联二极管组成。在直流侧接有两个相同的互相串联且足够大的电容，两个电容的联结结点便成为直流电源的中点。负载连接在直流电源中点和两个桥臂联结点中间。

设开关器件 V_1 和 V_2 栅极信号在一周期内各半周正偏、半周反偏，且两者互补。当负载为感性负载时，工作波形如图 3.10 (b) 所示。输出电压 u_o 为矩形波，幅值为 $U_m = U_d/2$ 。输出电流 i_o 波形随负载而异。设 t_2 时刻以前 V_1 为通态， V_2 为断态。 t_2 时刻给 V_1 关断信号，给 V_2 开通信号，则 V_1 关断，但感性负载中的电流 i_o 不能立即改变方向，于是 VD_2 导通



续流。当 t_3 时刻 i_o 降为零时, VD_2 截止, V_2 开通, i_o 开始反向。同样, 在 t_4 时刻给 V_2 关断信号, 给 V_1 开通信号后, V_2 关断, VD_1 先导通续流, t_5 时刻 V_1 才开通。各段时间内导通器件的名称标于图 3.10 (b) 下方。

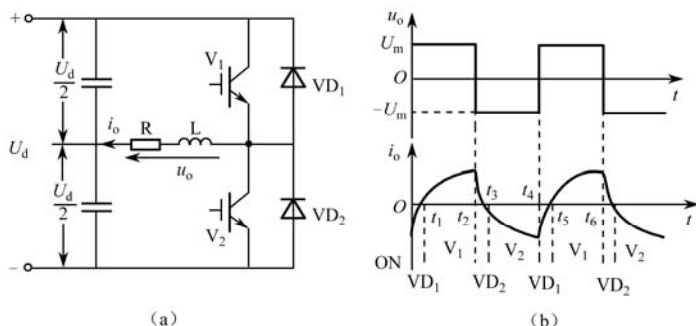


图 3.10 单相半桥电压型逆变电路及其工作波形

感性负载时, 当 V_1 或 V_2 导通时, i_o 和 u_o 同方向, 直流侧向负载提供能量; 而当 VD_1 或 VD_2 导通时, i_o 和 u_o 反向, 电感中贮能向直流侧反馈, 即负载电感将其吸收的无功能量反馈回直流侧。反馈回的能量暂时储存在直流侧电容器中, 直流侧电容器起着缓冲这种无功能量的作用。 VD_1 、 VD_2 称为反馈二极管, 它们还使 i_o 连续, 因此又称续流二极管。

半桥逆变电路的优点是电路结构简单, 使用器件少。缺点是交流电压幅值仅为 $U_d/2$, 直流侧需两电容器串联, 要控制两者电压均衡。因此半桥电路常用于几千瓦以下的小功率逆变电源。单相全桥、三相桥式都可看做若干个半桥逆变电路的组合, 因此正确分析半桥电路的工作原理很有意义。

2. 单相全桥逆变电路

图 3.11 所示为单相全桥逆变电路原理图。

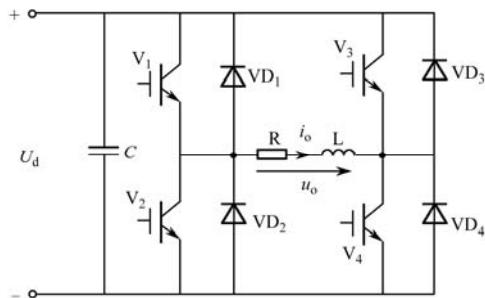


图 3.11 单相全桥逆变电路

图中电路共有四个桥臂, 可看做两个半桥逆变电路的组合。图中电力晶体管 V_1 和 V_4 为一组, V_2 和 V_3 为一组, 同一组的两个晶体管同时导通与截止, 两个晶体管交替各导通 180° 。其输出电压 u_o 波形与图 3.10 (b) 相同, 但其幅值较半波逆变电路高一倍, 即 $U_m = U_d$ 。在负载相同的条件下, 负载电流 i_o 波形与图 3.10 (b) 相同, 但其幅值也高一

倍。当 V_1 和 V_4 导通时，负载电压 u_o 为正，负载电流 i_o 与 u_o 同向。 t_2 时刻 V_1 和 V_4 关断后， VD_2 、 VD_3 导通续流， i_o 开始反向。在 t_4 时刻 V_2 、 V_3 关断， VD_1 、 VD_4 导通续流，维持 i_o 方向不变。 t_5 时刻 i_o 降至零时， VD_1 、 VD_4 截止， V_1 、 V_4 导通， i_o 反向。如此反复使负载得到交流电压。

全桥逆变电路输出电压基波分量的幅值和有效值分别为

$$U_{1m} = \frac{4U_d}{\pi} = 1.27U_d \quad (3-12)$$

$$U_1 = \frac{2\sqrt{2}U_d}{\pi} = 0.9U_d \quad (3-13)$$

3.5.2 三相电压型逆变电路

在三相逆变电路中，应用最广泛的就是三相桥式逆变电路。采用 IGBT 作为开关器件的电压型三相桥式逆变电路如图 3.12 所示，它可以看成由三个半桥逆变电路即六个桥臂组成。图中电容在实际中可用一个，为了分析方便画成两个，并标出假想中性点 N' 。同一半桥，上下两个桥臂交替导通，每个桥臂导通角度为 180° 。因为每次换流都是在同一相上下两个桥臂之间进行，所以称为纵向换流。每个管子控制导通的顺序为 $V_1 \sim V_6$ ，控制间隔为 60° ，任一瞬间将有三个桥臂同时导通。

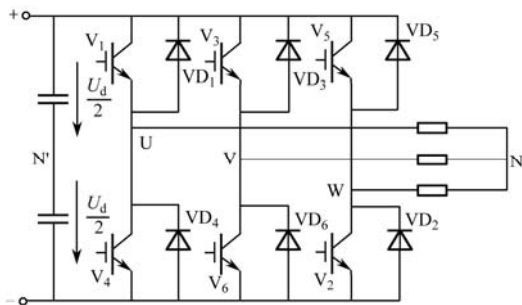


图 3.12 三相电压型桥式逆变电路

图 3.13 为三相桥式逆变电路波形图。对于 U 相来说，当 V_1 导通时， $u_{UN'} = U_d/2$ ；当 V_4 导通时， $u_{UN'} = -U_d/2$ 。因此， $u_{UN'}$ 是幅值为 $U_d/2$ 的矩形波。V、W 两相工作情况与 U 相相同，其电压 $u_{VN'}$ 、 $u_{WN'}$ 波形与 $u_{UN'}$ 相同，相位依次相差 120° 。

设负载中点 N 与直流电源假想中点 N' 之间的电压为 $u_{NN'}$ ，则负载的相电压分别为

$$\left. \begin{aligned} u_{UN} &= u_{UN'} - u_{NN'} \\ u_{VN} &= u_{VN'} - u_{NN'} \\ u_{WN} &= u_{WN'} - u_{NN'} \end{aligned} \right\} \quad (3-14)$$

把上式叠加整理得

$$u_{NN'} = \frac{1}{3}(u_{UN'} + u_{VN'} + u_{WN'}) - \frac{1}{3}(u_{UN} + u_{VN} + u_{WN}) \quad (3-15)$$

若负载为三相对称负载，有 $u_{UN} + u_{VN} + u_{WN} = 0$



故

$$u_{NN'} = \frac{1}{3}(u_{UN'} + u_{VN'} + u_{WN'}) \quad (3-16)$$

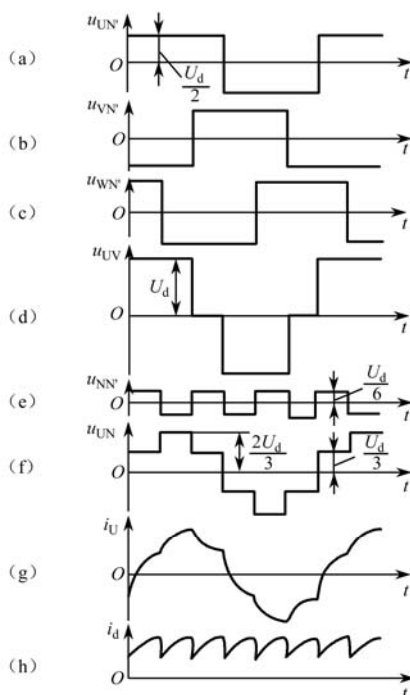


图 3.13 三相桥式逆变电路波形图

$u_{NN'}$ 的波形如图 3.13 (e) 所示, 也为矩形波, 其频率为 $u_{VN'}$ 的三倍, 幅值为 $U_d/6$ 。负载的线电压为

$$\left. \begin{aligned} u_{UV} &= u_{UN'} - u_{VN'} \\ u_{VW} &= u_{VN'} - u_{WN'} \\ u_{WU} &= u_{WN'} - u_{UN'} \end{aligned} \right\} \quad (3-17)$$

u_{UV} 的波形如图 3.13 (d) 所示, 其余两个线电压波形虽未画出, 波形相似, 相位依次相差 120° 。

三相桥式逆变电路输出电压 u_{UV} 的有效值为

$$U_{UV} = 0.816U_d \quad (3-18)$$

负载相电压有效值为

$$U_{UN} = 0.471U_d \quad (3-19)$$

为防止同一相上下两桥臂开关器件直通, 引起直流侧电源的短路, 要采取“先断后通”的方法。即先关断应关断的开关元器件, 待其关断后留一定时间裕量, 然后再向应导通的开关元件发出导通信号。总之, 凡是工作在上下桥臂通断互补方式下的逆变电路必须采取“先断后通”的方法。

3.6 电流型逆变电路

直流侧是电流源的逆变电路称为电流型逆变电路。实际上理想电流源并不多见，一般是在逆变电路直流侧串联一个大电感，因为大电感中的电流脉动很小，因此可近似看成直流电流源。

电流型逆变电路主要特点：

- (1) 直流侧串大电感，相当于电流源。
- (2) 电路中开关器件起改变直流通路的作用，因此交流输出电流为矩形波，与负载阻抗角无关。输出电压波形和相位因负载阻抗情况的不同而不同。
- (3) 直流侧电感起缓冲无功能量的作用，因为反馈无功能量时直流电流并不反向，因此不必给开关器件反并联二极管。

前面所列举的电压型逆变电路都采用全控型器件，换流方式为器件换流。而电流型逆变电路中，采用半控型器件的电路仍应用较多，换流方式有负载换流或强迫换流。

如图 3.14 所示是一种单相桥式电流型逆变电路原理图。电路的四个桥臂分别由一个快速晶闸管和与之串联的换流电抗器组成。换流电抗器 $L_{T1} \sim L_{T4}$ 用来限制晶闸管导通时电流的变化率。桥臂 1、4 和 2、3 以 $1000 \sim 2500\text{Hz}$ 的中频轮流导通，可在负载上得到中频交流电。

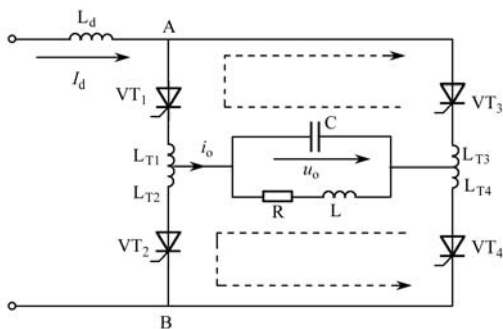


图 3.14 单相桥式电流型逆变电路

该电路采用负载换相方式，要求负载电流略超前于负载电压，负载略呈容性。实际负载一般是电磁感应线圈，用来加热线圈内的钢料，图 3.14 中 R 和 L 串联为其等效电路。因功率因数很小，故并联补偿电容器 C 。 C 和 L 、 R 构成并联谐振电路，故此电路称为并联谐振式逆变电路。

输出电流波形接近矩形波，含基波和各奇次谐波，且谐波幅值远小于基波，因基波频率接近负载电路谐振频率，故负载对基波呈高阻抗，对谐波呈低阻抗，谐波在负载上产生的压降很小，因此负载电压波形接近正弦。

图 3.15 所示为该逆变电路的工作波形。在交流电流的一个周期内，有两个稳定导通阶段和两个换流阶段。 $t_1 \sim t_2$ 之间为 VT_1 和 VT_4 稳定导通阶段，负载电流 $i_o = I_d$ ，近似为恒值， t_2 时刻前在电容 C 上，即负载上建立了左正右负电压。 t_2 时刻触发 VT_2 和 VT_3 ，因



在 t_2 前 VT_2 和 VT_3 的阳极电压等于负载电压，为正值，故 VT_2 和 VT_3 导通，进入换流阶段。 L_T 使 VT_1 、 VT_4 不能立刻关断，电流有一个减小过程， VT_2 、 VT_3 电流有一个增大过程。 t_2 时刻后，4 个晶闸管全部导通，负载电容电压经两个并联的放电回路同时放电。其中一个回路是经 L_{T1} 、 VT_1 、 VT_3 、 L_{T3} 到电容 C ；另一个经 L_{T2} 、 VT_2 、 VT_4 、 L_{T4} 到 C 。如图 3.14 虚线所示。在这个过程中， VT_1 、 VT_4 电流逐渐减小， VT_2 和 VT_3 电流逐渐增大。当 $t=t_4$ 时， VT_1 、 VT_4 电流减至零而关断，直流侧电流 I_d 从 VT_1 、 VT_4 转移到 VT_2 、 VT_3 ，换流阶段结束。 $t_4 - t_2 = t_\gamma$ 称为换流时间。因为负载电流 $i_o = i_{VT_1} - i_{VT_2}$ ，所以在 t_3 时刻，即 $i_{VT_1} = i_{VT_2}$ 时刻过零， t_3 时刻大体位于 t_2 和 t_4 的中点。

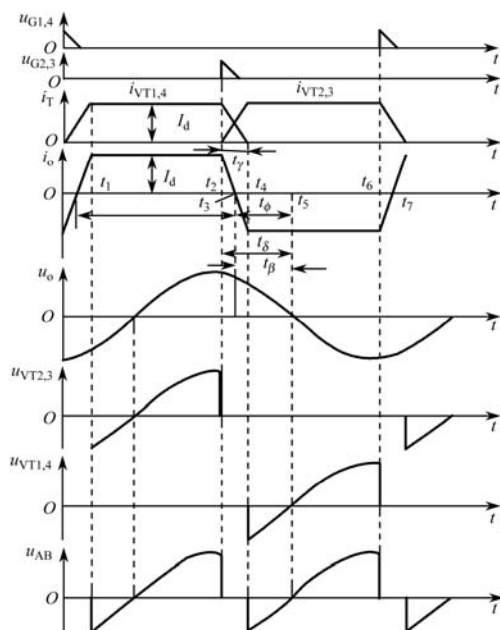


图 3.15 并联谐振式逆变电路工作波形

晶闸管在电流减小到零后，晶闸管需一段时间才能恢复正向阻断能力。换流结束后还要使 VT_1 、 VT_4 承受一段反压时间 t_β 才能保证其可靠关断。 $t_\beta = t_5 - t_4$ 应大于晶闸管的关断时间 t_q ，否则在 VT_1 、 VT_4 未恢复阻断能力时就加上正向电压，将会重新导通，使逆变失败。

为了保证晶闸管的可靠导通，应在负载电压 u_o 过零之前触发 VT_2 、 VT_3 。提前送出触发脉冲的时间称为触发引前时间 t_δ ， $t_\delta = t_\gamma + t_\beta$ 。

从图 3.15 可以看出，负载电流 i_o 超前负载电压 u_o 的时间 $t_\phi = \frac{t_\gamma}{2} + t_\beta$ ，该时间用角度

表示为 $\phi = \frac{\gamma}{2} + \beta$ 。

如图 3.15 所示， $t_4 \sim t_6$ 之间是 VT_2 、 VT_3 的稳定导通段。 t_6 以后又进入从 VT_2 、 VT_3

的导通向 VT_1 、 VT_4 导通的换流阶段，其过程和前面的分析相似。

如果忽略换流过程，负载电流 i_o 可以看成矩形波，则其基波分量的有效值为

$$I_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d = 0.9 I_d \quad (3-20)$$

如果忽略电抗器和晶闸管的压降，负载电压与电流的关系为

$$U_d = \frac{\pi U_d}{2\sqrt{2} \cos \phi} = 1.11 \frac{U_d}{\cos \phi} \quad (3-21)$$



本章小结

逆变包括有源逆变和无源逆变，是晶闸管又一个重要的应用领域。本章主要介绍了有源逆变和无源逆变的概念、有源逆变电路的工作原理、常用有源逆变电路、有源逆变电路的应用及几种无源逆变电路的工作原理。

利用电力电子器件将直流电转换成交流电的过程称为逆变。有源逆变把直流电逆变成与电网同频率的交流电反送到电网中，无源逆变是将直流电变为频率可调的交流电供负载使用。

无源逆变是通过两组开关轮流交替导通，使负载得到正、负交替变化的交流电压和电流。电流从一个支路向另一个支路转移的过程称为换流。电力电子器件的换流方式主要有器件换流、电网换流、负载换流和强迫换流等。

实现有源逆变必须同时具备两个条件：变流器的直流侧必须有一个极性与晶闸管导通方向一致的电动势源，且其电动势数值应大于变流器直流侧的平均电压；变流器必须工作在逆变角 $\beta < 90^\circ$ （控制角 $\alpha > 90^\circ$ ）的区间。

有源逆变应注意电源电动势与负载电动势方向相反，否则会发生两个电源间的短路，导致逆变失败。造成逆变失败的原因主要有晶闸管损坏、触发电路工作不可靠、交流电路缺相和逆变角太小等。掌握最小逆变角的确定方法。

无源逆变电路根据直流侧电源性质的不同可以分为电压型逆变电路和电流型逆变电路。电压型逆变电路直流侧均并联有大电容，电流型逆变电路直流侧均串联有大电感。



练习与思考

1. 什么是逆变失败？如何防止逆变失败？
2. 使变流器工作于有源逆变状态的条件是什么？
3. 无源逆变电路和有源逆变电路有何不同？
4. 换流方式有哪几种？各有什么特点？
5. 什么是电压型逆变电路？什么是电流型逆变电路？二者各有什么特点？
6. 电压型逆变电路中反馈二极管的作用是什么？为什么电流型逆变电路没有反馈二极管？



第4章 交流—交流变换器

4.1 晶闸管交流电压控制器的类型

交流—交流变换电路就是把一种形式的交流电变成另一种形式交流电的电路,它可改变相关的电压、电流、频率和相数等。交流—交流变换器可分为两大类:一类是频率不变仅改变电压大小的交流—交流电压变换器,也称为交流斩波(降压)调压器,或交流电压控制器;另一类是改变频率的电路,称为变频电路。变频电路大多不改变相数。变频电路有交交变频电路和交直交变频电路两种。

两个晶闸管反并联后串联在交流电路中,通过控制晶闸管就可控制交流电力。这种电路不改变交流电的频率,称为交流电力控制电路。在每半个周期控制晶闸管导通相位,调节输出电压有效值,这种电路称为交流调压电路。以交流电的周期为单位控制晶闸管通断,改变通断周期数的比,调节输出功率的平均值,这种电路称为交流调功电路。若不强调调节输出平均功率,而只是根据需要接通或断开电路,则称串入电路中的晶闸管为交流电力电子开关。

交流—交流电压控制器的电路结构有单相电压控制器和三相电压控制器两种。单相电压控制器常用于小功率单相电动机控制、照明和电加热控制;三相交流—交流电压控制器的输出是三相恒频变压交流电源,通常给三相交流异步电动机供电,实现异步电动机的变压调速,或作为异步电动机的启动器使用,其输出电压在异步电动机的启动、升速过程中逐渐上升,控制异步电动机的启动电流不超过允许值。

4.2 单相交流电压控制器

4.2.1 电阻性负载

图 4.1 所示为电阻负载单相交流调压电路及其工作波形,图中的两只反并联晶闸管 VT_1 、 VT_2 也可以用一只双向晶闸管来替代。

当电源电压为正半周时,在 $\omega t = \alpha$ 时触发 VT_1 导通,有电流 i_o 流过负载,电阻得电,有电压 u_o 。当 $\omega t = \pi$ 时,电源电压过零, $i_o = 0$, VT_1 自行关断, u_o 为零。在电源电压负半周 $\omega t = \pi + \alpha$ 时,触发 VT_2 导通,负载电阻得电, u_o 变为负值。在 $\omega t = 2\pi$ 时, $i_o = 0$, VT_2 自行关断, u_o 为零。下个周期继续重复上述过程,在负载上就得到缺角的交流电压波形。在 u_1 的正半周和负半周,分别对 VT_1 和 VT_2 的导通角 α 进行控制就可以调节输出电压。正负半周起始时刻均为电压过零时刻,稳态时,正负半周的 α 相等。负载电压波形是电源电压波形的一部分,负载电流(也即电源电流)和负载电压的波形相同。

输出电压有效值

$$U_o = U_1 \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (4-1)$$

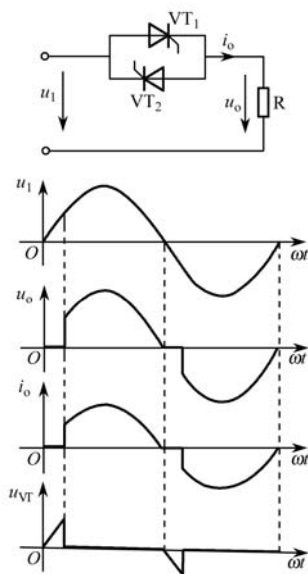


图 4.1 电阻负载单相交流调压电路及其波形

输出电流有效值

$$I_o = \frac{U_o}{R} \quad (4-2)$$

晶闸管电流有效值

$$I_{VT} = \frac{U_1}{R} \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right)} \quad (4-3)$$

功率因数

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{U_o I_o}{U_1 I_o} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (4-4)$$

由以上分析可以看出, α 移相范围为 $0 \leq \alpha \leq \pi$ 。 $\alpha = 0$ 时, 输出电压为最大, $U_o = U_1$ 。随 α 的增大, U_o 降低, $\alpha = \pi$ 时, $U_o = 0$ 。 $\alpha = 0$ 时, 功率因数 $\lambda = 1$, α 增大, 输入电流滞后于电压且畸变, λ 也逐渐降低。

4.2.2 阻感负载

由于电感性负载电路中电流相位滞后于电压, 当电源电压由正半周过零时, 电流还未到零, 晶闸管不能关断, 还要继续导通到负半周。此时晶闸管导通角 θ 的大小不仅与控制角 α 有关, 而且与负载的阻抗角 $\varphi (\varphi = \arctan \frac{\omega L}{R})$ 有关。为了方便, 把 $\alpha = 0$ 的时刻仍定在



电源电压过零的时刻。

(1) 为了使阻感负载电路稳定工作, 控制角的移相范围应在 $\varphi \leq \alpha \leq \pi$ 。如图 4.2 所示为阻感负载单相交流调压电路及其工作波形。

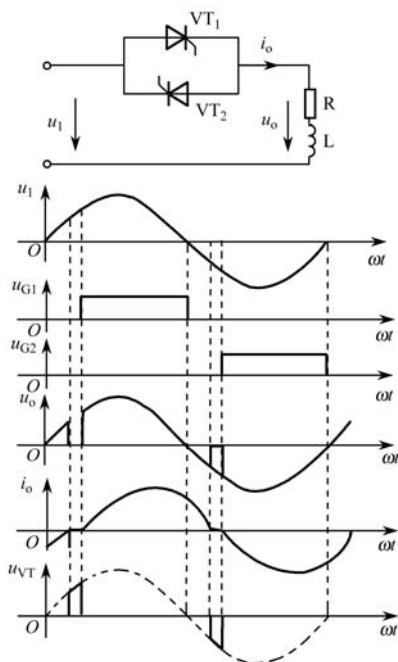


图 4.2 阻感负载单相交流调压电路及其波形

$\omega t = \alpha$ 时, VT_1 导通, VT_2 截止, 输出电压 $u_o = u_1$, 输出电流 i_o 从零开始上升。

$\omega t = \alpha \sim \pi$ 时, VT_1 继续导通, 输出电压 $u_o = u_1$ 。

$\omega t = \pi$ 时, 虽然 $u_1 = 0$ 但是 $i_o \neq 0$, VT_1 继续导通, 输出电压 $u_o = u_1$ 。

$\omega t = \alpha + \theta$ 时, $i_o = 0$, VT_1 截止, 输出电压 $u_o = 0$ 。

$\omega t = \pi + \alpha$ 时, 触发 VT_2 导通, VT_1 继续截至, 输出电压 $u_o = u_1$, 输出电流 $|i_o|$ 从零开始上升。

$\omega t = (\pi + \alpha) \sim 2\pi$ 时, VT_1 继续导通, 输出电压 $u_o = u_1$ 。

$\omega t = 2\pi$ 时, $u_1 = 0$ 但是 $i_o \neq 0$, VT_2 继续导通, 输出电压 $u_o = u_1$ 。

$\omega t = \pi + \alpha + \theta$ 时, $i_o = 0$, VT_2 截止, 输出电压 $u_o = 0$ 。

(2) 当 $\alpha = \varphi$ 时, $\theta = 180^\circ$, 即正负半周电流临界连续, 相当于晶闸管失控。

(3) 当 $\alpha < \varphi$ 时。设在 $0 \leq \alpha < \varphi$ 的某一时刻, 触发晶闸管 VT_1 , VT_1 首先被触发导通, 导通时间超过 π 。当在控制角 α 时刻触发晶闸管 VT_2 时, 由于 VT_1 尚未关断, VT_2 两端电压为零, 不能被触发导通。所以, 如果用窄脉冲触发, 由于脉冲宽度不够, 当 VT_1 关断, VT_2 两端有正电压时, 触发脉冲已经消失, 就会出现输出波形丢失的现象。为了防止这种现象的出现, 电感性负载交流调压电路应用宽脉冲或脉冲列触发。这样 $\alpha < \varphi$ 时, 在刚开始的几个周期内, 由于负载电流自由分量的影响, 两管电流波形不对称, 待自由分

量衰减后, 负载即得到完全对称的正弦波形电流, 电流滞后电压 φ 角, 如图 4.3 所示。

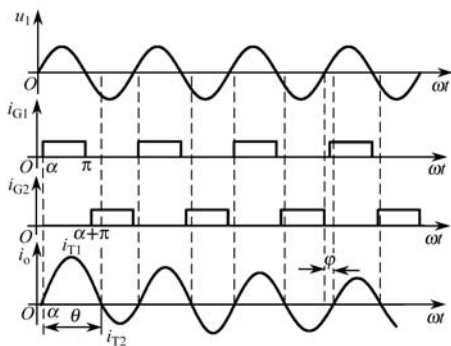


图 4.3 $\alpha < \varphi$ 时阻感负载交流调压电路工作波形

4.3 三相交流调压电路

当交流功率调节容量较大时, 常采用三相交流调压电路。三相交流调压电路根据接线方式不同有多种形式, 如图 4.4 所示。图 4.4 (a) 为三相星形接线, 三相星形接线又分为三相四线星形接线 (开关 S 闭合) 和三相三线星形接线 (开关 S 断开)。图 4.4 (b)、(c)、(d) 均为三相三线接线。其中 (b) 图为线路控制的三角形接线, (c) 图为支路控制的三角形接线, (d) 图为零点控制的星形负载接线。下面介绍常用的几种接线方式。

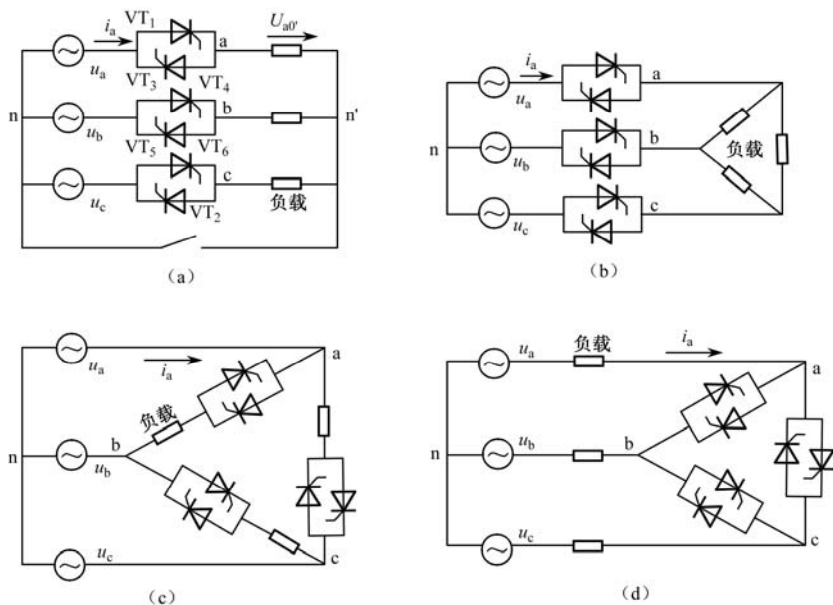


图 4.4 三相交流调压电路



4.3.1 星形联结电路

1. 三相四线交流调压电路

有中性线的星形联结三相交流调压电路，实际上相当于三个单相交流调压电路的组合，三相互相错开 120° 工作，其工作原理和波形分析与单相交流调压电路相同。在单相交流调压电路中，电流中含有基波和各奇次谐波。组成三相电路后，基波和 3 倍次以外的谐波在三相之间流动，不流过零线。问题在于三相中 3 倍次谐波同相位，不能在各相之间流动，全部流过零线，所以，零线上有很大的 3 倍次谐波电流。 $\alpha=90^\circ$ 时，零线电流甚至和各相电流的有效值接近。所以在选择零线的截面时，应充分考虑谐波电流的影响。此外对三柱式变压器，由于 3 的整数倍次谐波磁通不能在铁芯中形成通路，出现较大漏磁通，将引起变压器发热和噪声。

2. 三相三线交流调压电路

主要分析电阻负载的工作情况。由于没有中性线，任一相导通必须和另一相构成回路。因此和三相全控桥式整流电路一样，电流通路中至少有两个晶闸管，应采用双脉冲或宽脉冲触发。三相的触发脉冲应依次相差 120° ，同一相的两个反并联晶闸管触发脉冲应相差 180° 。触发脉冲顺序和三相桥式全控整流电路一样，为 $VT_1 \sim VT_6$ ，依次相差 60° 。

相电压过零点定为 α 的起点，三相三线电路中，两相间是靠线电压导通的，而线电压超前相电压 30° ，因此 α 角移相范围是 $0^\circ \sim 150^\circ$ 。

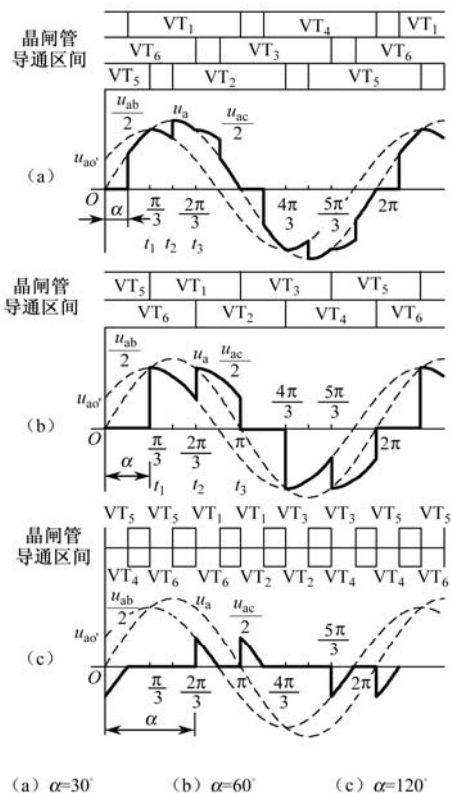
任一时刻，可能是三相中各有一个晶闸管导通，这时负载相电压就是电源电压；也可能两相中各有一个晶闸管导通，另一相不导通，这时导通相的负载相电压是电源线电压的一半。根据任一时刻导通晶闸管的个数及半个周波内电流是否连续可将 $0^\circ \sim 150^\circ$ 的移相范围分为如下三段：

(1) $0^\circ \leq \alpha < 60^\circ$ 的范围内，电路处于三个晶闸管导通与两个晶闸管导通交替状态，每管导通角度为 $180^\circ - \alpha$ 。但 $\alpha=0^\circ$ 时一直是三个晶闸管导通。

(2) $60^\circ \leq \alpha < 90^\circ$ 的范围内，任一时刻都是两个晶闸管导通，每管导通 120° 。

(3) $90^\circ \leq \alpha < 150^\circ$ 的范围内，电路处于两个晶闸管导通与无晶闸管导通交替的状态，每个晶闸管导通角度为 $300^\circ - 2\alpha$ ，而且这个导通角度被分割成不连续的两部分，在半周波内形成两个断续的波头，各占 $150^\circ - \alpha$ 。

图 4.5 给出了控制角分别为 30° 、 60° 和 120° 时 a 相负载上的电压波形及晶闸管导通区间示意图。三相三线交流调压电路中，无 3 的倍数次谐波分量，因为它们不能流过三相三线电路。

图 4.5 不同 α 时负载相电压波形

4.3.2 支路控制三角形联结电路

图 4.4 (c) 所示为支路控制的三角形接线三相交流调压电路。该电路也是由三个单相交流调压电路组成，每个单相电路在不同的线电压下单独工作。其分析方法与单相交流调压电路相同。电路的三次谐波分量只在三角形回路中流动，线电流中无 3 倍次谐波。由于晶闸管串联在相电流回路中，与串联在线电流回路中相比，可降低晶闸管的额定电流。



本章小结

交流—交流变换电路就是把一种形式的交流电变成另一种形式交流电的电路，可分为两大类：一类是频率不变仅改变电压大小的交流—交流电压变换器，也被称为交流斩波（降压）调压器或交流电压控制器；另一类是改变频率的电路，称为变频电路。交流调压电路通过改变反并联晶闸管或双向晶闸管的控制角 α 就可以实现交流调压。当所需功率较大时，采用三相交流调压电路。

当交流调压电路为感性负载时，若控制角与阻抗角的关系为 $\alpha > \varphi$ 时，负载可得到连续可调的交流电压，但电流随 α 增大，断续现象越来越严重；当 $\alpha = \varphi$ 时，晶闸管工作于全导通状态，电路失去调



压作用；当 $\alpha < \varphi$ 时，若脉冲宽度不够则会出现输出波形丢失现象，产生较大的直流分量，引起过电流而损坏设备。所以交流调压电路必须采用宽脉冲或脉冲序列触发。



练习与思考

1. 单相交流调压电路在什么情况下会出现波形丢失现象？有何危害？如何避免？
2. 三相交流调压电路有几种接线方式？它们有什么区别？
3. 一盏 220V、60W 的调光台灯由单相交流调压电路供电，现调节控制角 α 使输出电压降低到 110V，试求控制角 α 、输出电流（设灯泡电阻不变）及电路的功率因数。
4. 电阻炉由单相交流调压电路供电，如 $\alpha = 0^\circ$ 时为输出功率最大值，试求功率为 80%、50% 的控制角 α 。
5. 单相交流调压电路， $U = 220\text{V}$, $L = 5.516\text{mH}$, $R = 1\Omega$ ，试求控制角 α 的移相范围和最大输出功率。



第5章 PWM控制技术

5.1 概述

全控型电力电子器件的特点是既能控制其开通又能控制其关断。全控型器件的出现,简化了电力电子电路结构,但在控制策略上有了新的要求。**PWM (Pulse Width Modulation)** 控制——脉冲宽度调制技术,通过对一系列脉冲的宽度进行调制,来等效地获得所需要波形(含形状和幅值)。这种技术控制灵活,可以在很高的频率下工作,同时能有效得抑制谐波和各种干扰,因而得到广泛的应用。

PWM 控制技术是电力电子技术发展的产物,应用于各类电力控制与变换电路中,在逆变电路中的应用最广。现在应用的逆变电路绝大部分是 **PWM 型**。**PWM 控制技术**正是在逆变电路中的应用,才发展得比较成熟,才确定了它在电力电子技术中的重要地位。**PWM 控制**与逆变电路的发展过程是相互促进相互完善的。本章主要以逆变电路为控制对象来介绍 **PWM 控制技术**。

PWM 技术可以极其有效地进行谐波抑制,在频率、效率各方面有明显的优点,能使逆变电路的技术性能与可靠性得到明显提高。在采用 **PWM 方式**构成的逆变电路中,**PWM 技术**是在周期不变的条件下,利用改变脉冲波形的宽度(常用占空比表示),或将脉冲波形斩切为若干段,来达到抑制谐波目的的。由于逆变电路的输入为固定不变的直流电压,可以通过 **PWM 技术**在同一逆变器中既实现调压又实现调频。这种逆变器只有一个可控的功率级,简化了主回路和控制回路的结构,因而体积小、质量轻、可靠性高。又因为集调压、调频于一身,所以调节速度快、系统的动态响应好。

采用 **PWM 技术**不仅能够提供较好的逆变器输出电压和电流波形,而且提高了逆变器对交流电网的功率因数。近年来,**PWM 技术**在整流电路中也开始应用,并显示了突出的优越性。

5.2 PWM控制的基本原理

在采样控制理论中有一个重要结论:冲量(脉冲的面积)相等而形状不同的窄脉冲加在具有惯性的环节上时(如图 5.1 所示),其效果基本相同。效果基本相同,是指环节的输出响应波形基本相同,低频段非常接近,仅在高频段略有差异。这就是 **PWM 控制**的重要理论依据。

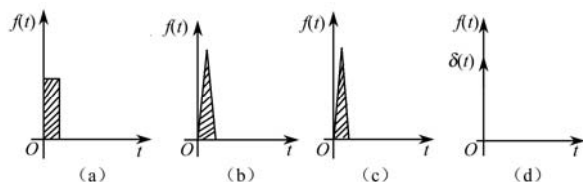


图 5.1 形状不同冲量相同的各种窄脉冲

把图 5.2 (a) 所示正弦半波分成 N 等份, 就可以把正弦半波看做是由 N 个彼此相连的脉冲序列所组成的波形。这些脉冲宽度相等, 都等于 π/N , 但幅值不等, 而且脉冲顶部不是水平直线, 而是曲线。各脉冲的幅值按正弦规律变化。如果把上述脉冲序列采用相同数量的等幅而不等宽的矩形脉冲代替, 使矩形脉冲的中点和相应正弦波部分的中点重合, 且使矩形脉冲和相应的正弦部分的面积 (冲量) 相等, 就得到如图 5.2 (b) 所示的脉冲序列, 这就是 PWM 波形。可以看出, 各脉冲的幅值相等, 而宽度是按正弦规律变化的。根据面积等效原理, PWM 波形和正弦波形是等效的。对于正弦波的负半周, 也可以用同样的方法得到 PWM 波形。像这样脉冲的宽度按正弦规律变化而和正弦波等效的 PWM 波形, 也称 SPWM 波形。

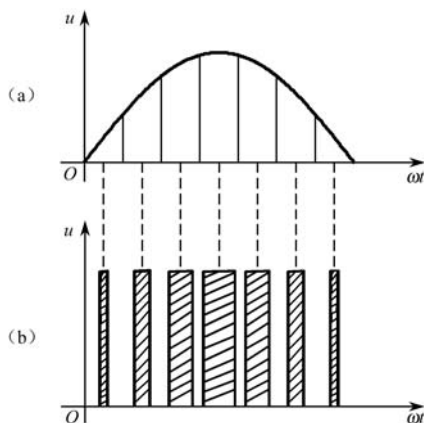


图 5.2 用 PWM 波代替正弦波

在 PWM 波形中, 各脉冲的幅值是相等的, 若要改变输出电压等效正弦波的幅值, 只要按同一比例改变脉冲列中各脉冲的宽度即可。

PWM 波形可以分为等幅 PWM 波和不等幅 PWM 波。由直流电源产生的 PWM 波通常是等幅 PWM 波, 如直流斩波电路及本章主要介绍的 PWM 逆变电路, 其 PWM 波形都是由直流电源产生, 由于直流电源电压幅值基本恒定, 因此 PWM 波也是等幅的。如果输入电源是交流, 得到 PWM 波就是不等幅的。不管是等幅 PWM 波还是不等幅 PWM 波, 都是基于面积等效原理进行控制, 本质是相同的。

5.3 单相桥式PWM逆变电路

PWM 逆变电路也可分为电压型和电流型两种。目前实际应用的 PWM 逆变电路几乎都是电压型逆变电路。根据上节介绍的 PWM 控制的基本原理,如果给出了逆变电路的正弦波输出频率、幅值和半个周期内的脉冲数, PWM 波形中各脉冲的宽度和间隔就可以准确计算出来。按照计算结果控制逆变电路中各开关器件的通断,就可以得到所需要的 PWM 波形。这种方法称为算法。可以看出,算法是很繁琐的,当需要输出的正弦波的频率、幅值或相位变化时,结果都要变化。

与算法相对应的是调制法,即把期望输出的波形作为调制信号,把接收调制的信号作为载波,通过对信号波进行调制得到期望的 PWM 波形。通常采用等腰三角波或锯齿波作为载波,其中等腰三角波应用最多,因为其任一点水平宽度和高度成线性关系且左右对称。当它与任何一个平缓变化的调制信号波相交时,如果在交点时刻对电路中开关器件的通断进行控制,就可以得到宽度正比于信号波幅值的脉冲,这正好符合 PWM 控制的要求。在调制信号为正弦波时,所得到的就是 SPWM 波形,这种情况应用最广,本节主要介绍这种控制方法。当调制信号不是正弦波,而是其他所需要的波形时,也能得到与之等效的 PWM 波。

单相桥式 PWM 逆变电路如图 5.3 所示,采用 IGBT 作为逆变电路的自关断开关器件。设负载为电感性,控制方法可以分为单极性和双极性两种。

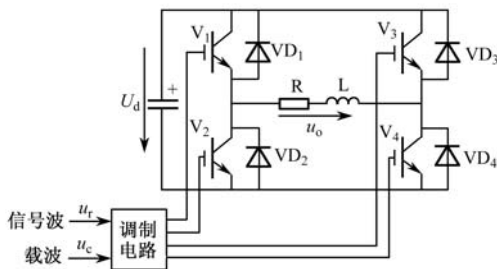


图 5.3 单相桥式 PWM 逆变电路

1. 单极性 PWM 控制方式工作原理

工作时 V_1 和 V_2 的通断状态互补, V_3 和 V_4 的通断状态也互补。具体控制情况如下:在输出电压 u_o 正半周,让 V_1 保持通态, V_2 保持断态, V_3 和 V_4 交替通断。由于负载电流比电压滞后,因此在电压正半周,电流有一段区间为正,有一段区间为负。在负载电流为正的区间, V_1 和 V_4 导通,负载电压 u_o 等于直流电压 U_d ; V_4 关断时,负载电流通过 V_1 和 VD_3 续流, $u_o=0$ 。在负载电流为负的区间,仍为 V_1 和 V_4 导通,因 i_o 为负,故 i_o 实际上从 VD_1 和 VD_4 流过,仍有 $u_o=U_d$; V_4 关断, V_3 开通后, i_o 从 V_3 和 VD_1 续流, $u_o=0$ 。这样 u_o 总可以得到 U_d 和零两种电平。同样,在 u_o 负半周,让 V_2 保持通态, V_1 保持断态,



V_3 和 V_4 交替通断, 负载电压 u_o 可以得到 $-U_d$ 和零两种电平。

控制 V_3 和 V_4 通断的方法如图 5.4 所示, 调制信号 u_r 为正弦波, 载波 u_c 在 u_r 的正半周为正极性的三角波, 在 u_r 的负半周为负极性的三角波。在 u_r 和 u_c 的交点时刻控制 IGBT 的通断。 u_r 正半周, V_1 保持通态, V_2 保持断态。当 $u_r > u_c$ 时, 使 V_4 导通, V_3 关断, $u_o = U_d$; 当 $u_r < u_c$ 时, 使 V_4 关断, V_3 导通, $u_o = 0$ 。 u_r 负半周, V_1 保持关断, V_2 保持导通, 当 $u_r < u_c$ 时, 使 V_3 导通, V_4 关断, $u_o = -U_d$; 当 $u_r > u_c$ 时, 使 V_3 关断, V_4 导通, $u_o = 0$ 。虚线 u_{of} 表示 u_o 的基波分量。像这种在 u_r 的半个周期内三角波载波只在正极性或负极性一种极性范围内变化, 所得到的 PWM 波形也只在单极性范围变化的控制方式称为单极性 PWM 控制方式。

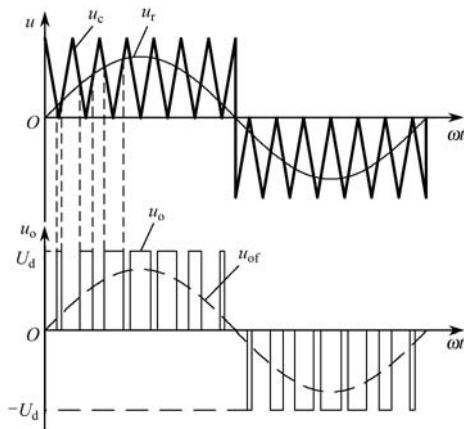


图 5.4 单极性 PWM 控制方式波形

2. 双极性控制方式

单相桥式逆变电路在采用双极性控制方式时的波形如图 5.5 所示。在 u_r 的半个周期内, 三角波载波极性有正有负, 所得 PWM 波形也是有正有负。在 u_r 一周期内, 输出 PWM 波形只有 $\pm U_d$ 两种电平, 不像单极性控制还有零电平。在调制信号 u_r 和载波信号 u_c 的交点时刻控制器件的通断。在 u_r 正负半周, 对各开关器件的控制规律相同。当 $u_r > u_c$ 时, 给 V_1 和 V_4 导通信号, 给 V_2 和 V_3 关断信号, 这时, 若 $i_o > 0$, 则 V_1 和 V_4 导通, 若 $i_o < 0$, VD_1 和 VD_4 导通, $u_o = U_d$ 。当 $u_r < u_c$ 时, 给 V_2 和 V_3 以导通信号, 给 V_1 和 V_4 关断信号, 这时若 $i_o < 0$, 则 V_2 和 V_3 导通, 若 $i_o > 0$, 则 VD_2 和 VD_3 导通, 不管哪种情况都是 $u_o = -U_d$ 。

可以看出, 单相桥式电路既可采取单极性调制, 也可采用双极性调制, 完全取决于主电路本身的结构。由于对开关器件通断控制规律不同, 它们的输出波形有较大差异。在同等情况下, 单极性 PWM 调制波比双极性 PWM 调制波谐波分量要少一些。

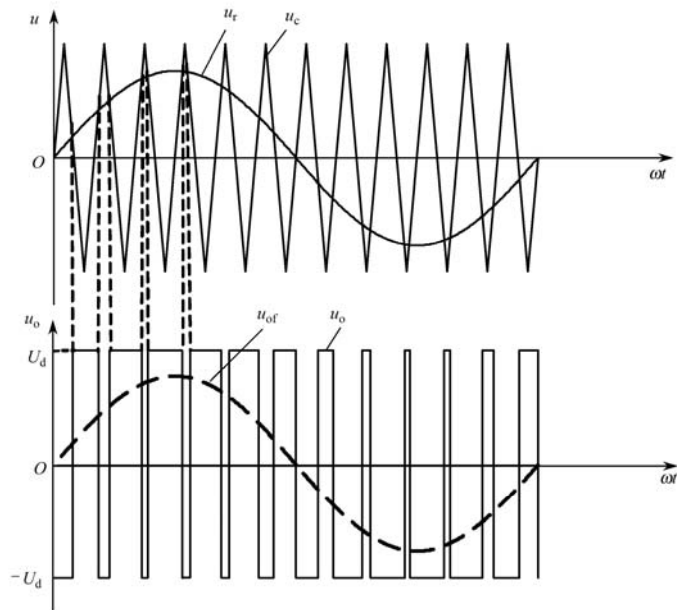


图 5.5 双极性 PWM 控制方式波形

5.4 三相桥式 PWM 逆变电路

三相桥式 PWM 逆变电路电路如图 5.6 所示, 本电路采用 IGBT 作为电压型三相桥式逆变电路的自关断开关器件, 负载为电感性。从电路结构上看, 三相桥式 PWM 变频电路只能选用双极性控制方式, 其工作原理如下:

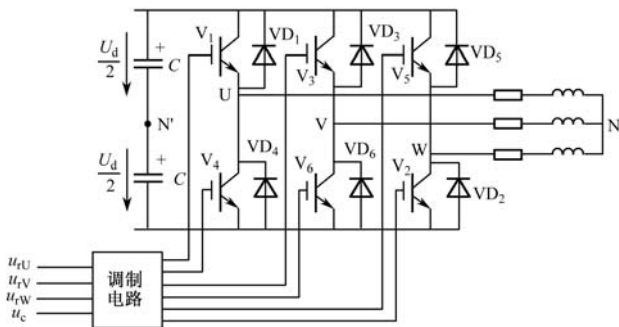


图 5.6 三相桥式 PWM 逆变电路

三相调制信号 u_{rU} 、 u_{rV} 和 u_{rW} 为相位依次相差 120° 的正弦波, 而三相载波信号是公用一个正负方向变化的三角波 u_c , 如图 5.7 所示。U、V 和 W 相自关断开关器件的控制方法相同。以 U 相为例: 在 $u_{rU} > u_c$ 的各区间, 给上桥臂 V_1 以导通驱动信号, 而给下桥臂 V_4 以关断信号, 于是 U 相相对直流电源 U_d 的中性点 N' 的输出电压为 $u_{UN'} = U_d/2$ 。在 $u_{rU} < u_c$ 的各区间, 给 V_1 以关断信号, V_4 为导通信号, 输出电压 $u_{UN'}$ 波形就是三相桥式 PWM 逆



变电路 U 相输出的波形（相对于 N' 点）。

如图 5.6 所示电路中 $VD_1 \sim VD_6$ 二极管为感性负载换流过程提供续流回路，其他两相的控制原理与 U 相相同。三相桥式 PWM 逆变电路的三相输出的 PWM 波形分别为 $u_{UN'}$ 、 $u_{VN'}$ 、 $u_{WN'}$ ，如图 5.7 所示。

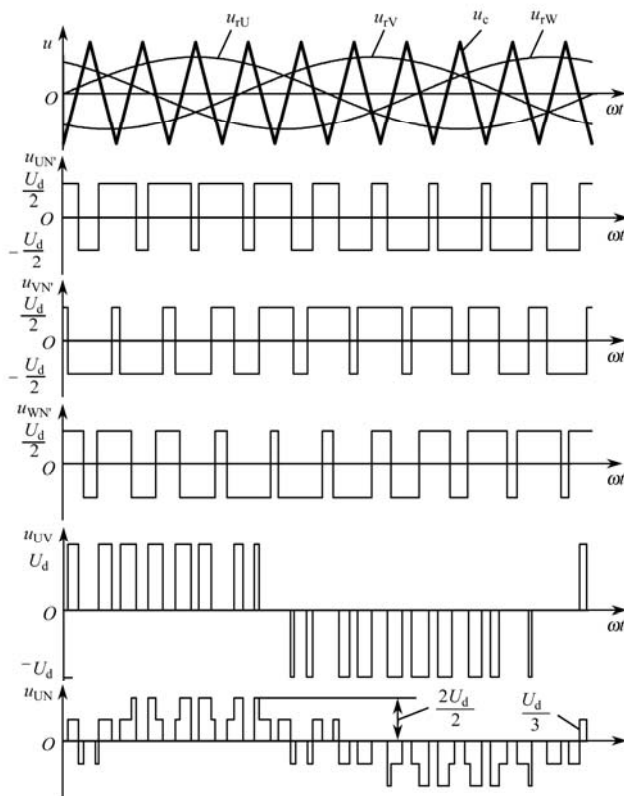


图 5.7 三相桥式 PWM 逆变电路波形

U、V 和 W 三相之间的线电压 PWM 波形以及输出三相相对于负载中性点 N 的相电压波形，可依如下公式计算：

$$\text{线电压} \begin{cases} u_{UV} = u_{UN'} - u_{VN'} \\ u_{VW} = u_{VN'} - u_{WN'} \\ u_{WU} = u_{WN'} - u_{UN'} \end{cases}$$

$$\text{相电压} \begin{cases} u_{VN} = u_{VN'} - \frac{1}{3}(u_{UN'} + u_{VN'} + u_{WN'}) \\ u_{WN} = u_{WN'} - \frac{1}{3}(u_{UN'} + u_{VN'} + u_{WN'}) \\ u_{UN} = u_{UN'} - \frac{1}{3}(u_{UN'} + u_{VN'} + u_{WN'}) \end{cases}$$

在双极性 PWM 控制方式中,理论上要求同一相上下两个桥臂的开关管驱动信号相反。但实际上,为了防止上下两个桥臂直通造成直流电源的短路,通常要求先施加关断信号,经过 Δt 的延时才给另一个施加导通信号。延时时间的长短主要由自关断功率开关器件的关断时间决定。这个延时将会给输出 PWM 波形带来偏离正弦波的不利影响,所以在保证安全可靠换流的前提下,延时时间应尽可能小。

5.5 逆变电路的其他PWM控制方法

电流跟踪 PWM 原理如图 5.8 所示,图中负载是电阻与电感串联, i_a^* 是给定参考电流, i_a 是实际负载电流的反馈信号。当开关 VT₁ 导通时,作用在负载上的电压源使电流沿正向变化(如果电流有负的初值,则该电流迅速衰减到零再正向增大);当开关 VT₄ 导通时,电压源反向作用在负载上,这将使电流迅速衰减到零再反向增大。如果使电流跟踪正弦指令变化,则作用在负载上的电压是脉冲列。它按 SPWM 方式变化。

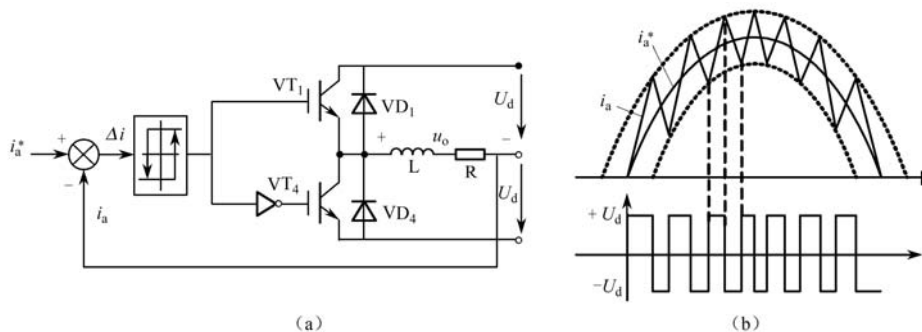


图 5.8 电流跟踪 PWM 原理及波形

在图 5.8 (a) 中,指令电流与实际电流相减得到电流误差信号。若它为正值且大于上边带值,表示实际电流小于给定参考,应使负载电流增大,即 VT₁ 导通,VT₄ 关断;同样若误差信号为负且小于下边带值,表示应减小负载电流,则 VT₁ 关断 VT₄ 导通。为使开关频率在适当的范围内变化,应设定一个滞回值(给定一个允许的误差范围即上下边带值)。只有超过滞回值开关才动作,否则开关保持原来的状态不变。三相电流跟踪 PWM 的原理与单相完全相同。这时电路由与图 5.8 (a) 完全相同的三个闭环控制器构成,只不过三个电流给定信号为对称三相正弦指令。

电流跟踪 PWM 的主要特点是,电路中产生与控制指令完全相同的电流波形。其响应快,是一种典型的电压源逆变器的电流控制。从负载上看,它相当于电流源逆变器,因为它可直接控制负载电流的大小。其缺点是,开关频率与电流脉动量之间的矛盾。与其他 PWM 不同,电流跟踪 PWM 电流总是波动的,其谐波成分大于其他 PWM 方式。如果要减小脉动,则滞回环要减小,开关频率就会增高,损耗就会加剧。另外,这种调制方式波形不具有周期性,属于异步调制。



本章小结

PWM 控制是通过一系列脉冲的宽度按照一定的规则和要求进行调制，来等效得到所需要的波形的技术。它在电力电子技术领域有着广泛的应用，并对电力电子技术产生了深远的影响。

PWM 控制技术在逆变电路中应用最具有代表性。现在应用的逆变电路绝大部分是 PWM 型。PWM 控制技术正是有赖于在逆变电路中的应用，才发展得比较成熟，才确定了它在电力电子技术中的重要地位。本章主要以逆变电路为控制对象来介绍 PWM 控制技术。在学习中要结合第 3 章逆变电路的知识一起理解。

PWM 逆变电路也可分为电压型和电流型两种。目前实际应用的 PWM 逆变电路几乎都是电压型逆变电路。单相桥式逆变电路既可采取单极性调制，也可采用双极性调制，完全取决于主电路本身的结构。由于对开关器件通断控制规律不同，它们的输出波形有较大差别。在同等情况下单极性 PWM 调制波比双极性 PWM 调制波谐波分量要少一些。三相桥式 PWM 变频电路只能选用双极性控制方式。另外本章还介绍了 PWM 的其他控制方法如电流跟踪 PWM 控制。



练习与思考

1. 试说明 PWM 控制的基本原理。
2. 单极性和双极性 PWM 调制有什么区别？三相桥式 PWM 型逆变电路中，输出相电压（输出端相对于直流电源中点的电压）和线电压 SPWM 波形各有几种电平？
3. 什么是电流跟踪型 PWM 变流电路？电流跟踪型变流器有何特点？

第6章 电力电子技术应用实例

6.1 开关电源

6.1.1 开关电源的构成和基本原理

随着现代半导体技术的发展,开关晶体管、快速二极管及其他元器件的电压和开关频率得到很大的提高,这为取消稳压电源中的变压器,发展高频开关电源提供了有利条件。开关稳压电源不需要工频变压器,它有体积小、重量轻、效率高等优点,因此广泛应用于计算机、电视机、办公设备、自动化装置、医疗保健装置、随身电器具及仪表中。

开关稳压电源简称开关电源,它是指其电压调整功能的器件始终以开关方式工作的一种直流稳压电源。图 6.1 所示为输入输出隔离的开关电源原理框图。

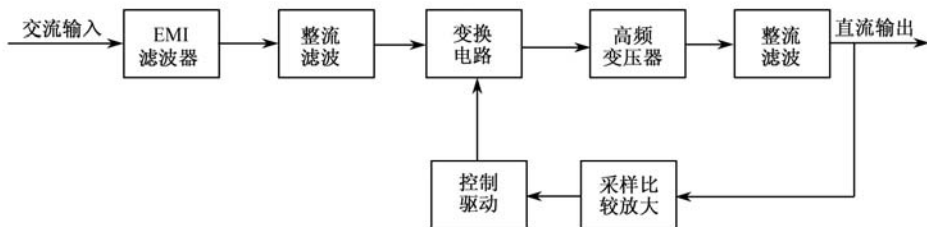


图 6.1 开关电源原理框图

主电路的工作原理为：50Hz 单相交流 220V 电压或三相交流 220V/380V 电压首先经 EMI 防电磁干扰的电源滤波器滤波（主要滤除电源的高次谐波），直接整流滤波（不经过工频变压器降压，滤波电路主要滤除整流后的低频脉动谐波），获得一直流电压，然后再将此直流电压经变换电路变换为数十或数百千赫兹的高频方波或准方波电压，经过高频变压器隔离并降压（或升压）后，再经高频整流、滤波电路，最后输出直流电压。

控制电路工作原理：电源接上负载后，通过取样电路获得其输出电压，将此电压与基准电压作比较后，将其误差值放大，用于控制驱动电路，控制变压器中功率开关管的占空比，使得输出电压升高（或降低），以获得稳定的输出电压。



6.1.2 开关电源的特点

1. 效率高、功耗小

开关电源的开关器件交替工作在导通—截止和截止—导通状态，转换速度快，功耗很小，使开关电源的效率大大提高，可达 90% ~ 95%。

2. 体积小、重量轻

开关电源效率高，损耗小，可以省去较大体积的散热器；隔离变压用的高频变压器取代了工频变压器，可以大大减小体积，降低重量；由于开关频率高，输出滤波电容的体积可大为减小。

3. 稳压范围宽、适用范围广

当输入电压在 150~250V 变化时，开关电源输出电压的变化范围仅为 2% 左右。

4. 安全可靠

开关电源都设有自动保护电路，当电路出现故障时，会自动切断电源，其保护功能可靠性和灵敏度高。

开关电源的缺点主要是存在开关噪声干扰。在开关电源中，开关器件工作在开关状态，它产生的交流电压和电流会通过电路中的其他元器件产生尖峰干扰和谐振干扰。这些干扰如果不采取必要的措施进行抑制、消除或屏蔽，就会严重影响整机的正常工作。此外，这些干扰还会串入工频电网，使附近的其他电子仪器、设备和家用电器受到干扰。因此，设计开关电源时，必须采取合理的措施来抑制其本身产生的干扰。

6.2 不间断电源

随着社会的发展，市电可靠性受到日益关注。市电轮流供给甚至突然中断，在能源紧缺时是经常发生的事。这时对运行中的计算机会造成大量数据丢失（据研究电压尖峰或下陷也可引起数据、信息传递出错、增加出错率），如对于银行系统，电力中断意味着资金流动停滞、甚至出错，这是极大的损失；某些行业如医疗手术、冶金等，中断电力供应都会引起生命、产品、设备等重大问题。为此，要使供电不中断，以及所供的电质量稳定，不仅能抗扰动，还能提供连续、稳定的电压和频率的电能量的设备称为不间断电源（UPS）。

1. 后备式UPS电源

后备式 UPS 电源如图 6.2 所示，市电存在时，逆变器不工作，市电经交流稳压器稳压后，通过转换开关向负载供电，同时充电器工作，对蓄电池组充电；市电掉电时，逆变器工作，将蓄电池提供的直流电压变换成稳压、稳频的交流电压，转换开关同时断开市电通路，接通逆变器，继续向负载供电。后备式 UPS 电源结构简单、成本低、运行效率高、价格便宜，但其输出电压稳压精度差，当市电掉电时，输出有转换时间。目前市售的后备

式 UPS 均为小功率，一般在 2kVA 以下。

2. 在线式UPS供电系统

在线式 UPS 供电系统如图 6.3 所示，正常工作时，市电经整流变成直流后，再经逆变器变成稳压、稳频的正弦波交流电压供给负载。当市电掉电时，由蓄电池组向逆变器供电，以保证负载不间断供电。如果逆变器发生故障，UPS 则通过静态开关切换到旁路，直接由市电供电。目前大多数 UPS，特别是大功率 UPS，均为在线式。在线式 UPS 供电质量好，但结构复杂，成本较高。

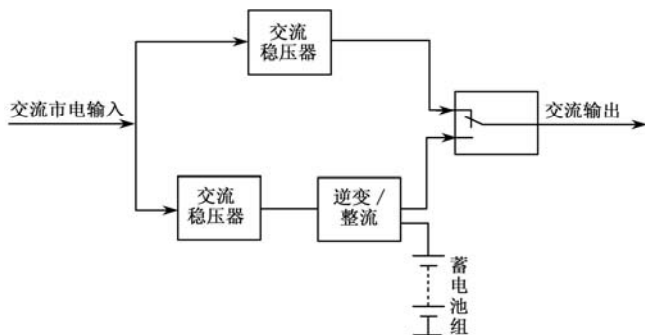


图 6.2 后备式 UPS 结构框图

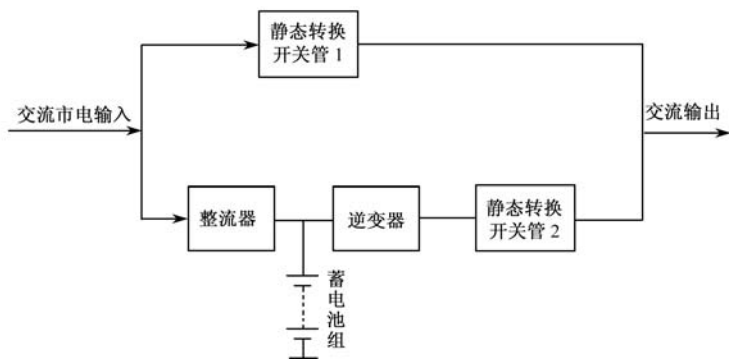


图 6.3 在线式 UPS 结构框图

3. 在线交互式UPS电源

在线交互式 UPS 电源如图 6.4 所示，市电正常时，经交流稳压器后直接输出给负载。此时，逆变器工作在整流状态，作为充电器向蓄电池组充电。当市电掉电时，逆变器则将电池能量转换为交流输出给负载。在线交互式 UPS 具有双向转换器，充电时间较短，存在一定转换时间。它的控制结构复杂，成本较高，保护性能介于在线式与离线式 UPS 之间，对市电噪声和浪涌的抑制能力较差。

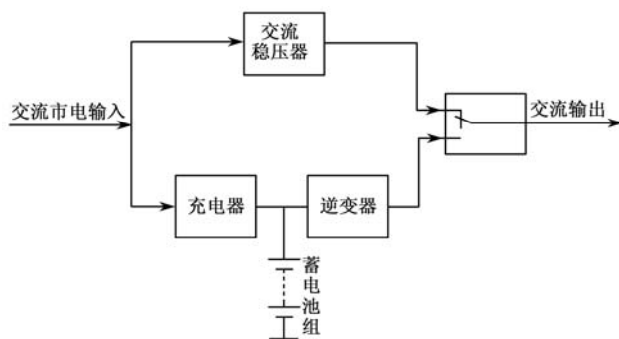


图 6.4 在线交互式 UPS 结构框图

6.3 通用变频器

直流电机具有优良的调速性能，在传统的调速系统中得到广泛应用。但是直流电机具有很多缺点，如结构复杂、价格昂贵、不适合恶劣的工作环境、需要定期维护、最高速度和容量受限制等。同直流电机相比，交流电机具有结构简单、体积小、重量轻、惯性小、运行可靠、价格便宜、维修简单、能适应恶劣环境等一系列优点。目前，由于交流电机调速比较困难，在传统的调速系统中应用得很少。近年来，由于电力电子技术的发展，由电力电子装置构成的交流调速装置日趋成熟并得到广泛应用，在现代调速系统中，交流调速已占主要地位。

由交流电机的转速公式 $n = 60 \cdot f_1 \cdot (1-s)/p$ 可以看出，若均匀改变定子电源频率 f_1 ，则可以平滑改变电机的转速。因此在各种异步电动机调速系统中，变频调速性能最好，使得交流电动机的调速性能可以与直流电机相媲美，同时效率较高，是交流调速的主要发展方向。变频调速系统的主要环节是提供变频电源的变频器，因此变频调速也是按照变频器的特点来分类。变频器的交流器件目前使用的有大功率晶体管、晶闸管和门极关断晶闸管等几种。

变频器可分为交流—直流—交流变频器和交流-交流变频器两大类。前者又称为代直流环节的间接式变频器，后者又称为直接式变频器。每一类又可以根据各自不同的特点加以区分，如图 6.5 所示。

自 20 世纪 60 年代以来，由于微处理器和电力电子技术的发展及其价格降低，变频器发生了很大的变化，但其基本结构和基本原理仍然未变。交流—直流—交流变频器可以分为四个主要部分，如图 6.6 所示。

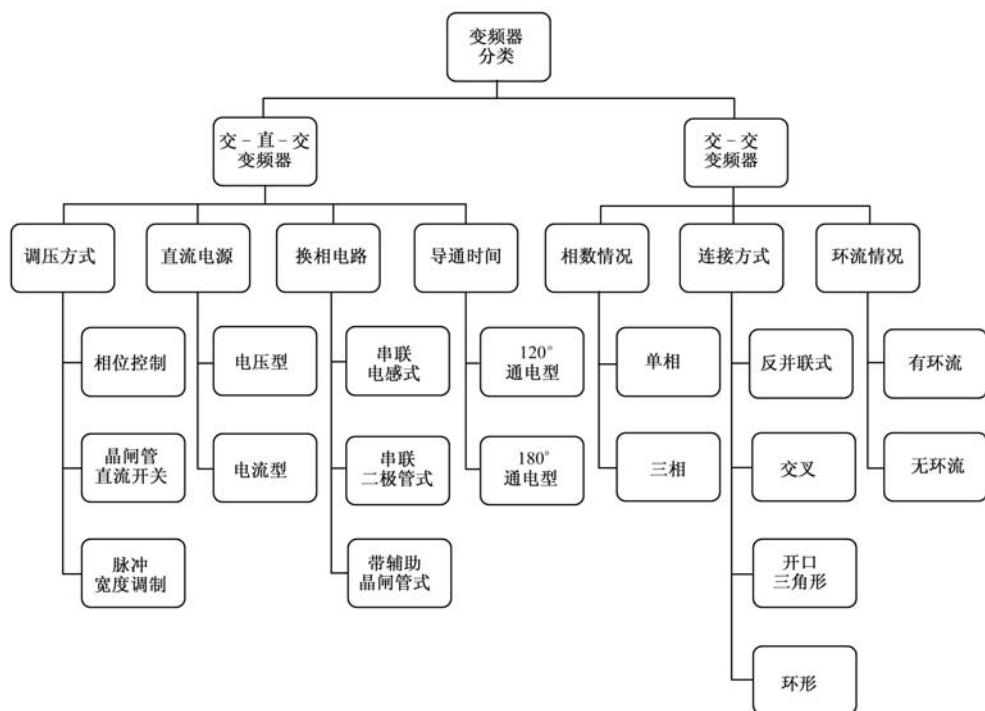


图 6.5 变频器分类

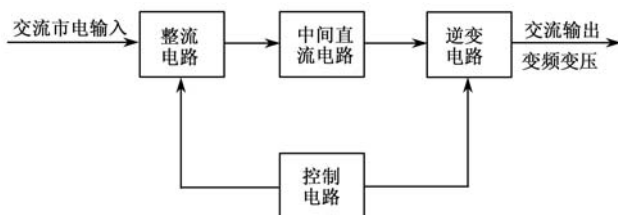


图 6.6 交流—直流—交流变频器结构图

(1) 整流电路：整流电路与三相交流电源相连接，产生脉动的直流电压。整流电路有两种基本类型——可控的和不可控的。

(2) 中间电路：中间电路有以下三种类型。

- ① 将整流电压变换为直流电流；
- ② 使脉动的直流电压变得稳定或平滑；
- ③ 将整流后固定的直流电压变换成可变的直流电压。

(3) 逆变电路：逆变电路产生变压、变频交流电供给电动机。

(4) 控制电路：控制电路将信号传递给整流电路、中间电路和逆变电路，同时也接受其反馈信号。控制电路的形式取决于不同变频器的设计。



本章小结

随着电力电子技术的发展，其应用领域不断扩大。目前，电力电子装置正朝着智能化、模块化、小型化、高效化和高可靠性发展。本章介绍了几种目前应用最为广泛的电力电子装置的电路结构、工作原理、控制技术及其性能等特点。

开关稳压电源是指其电压调整功能的器件始终以开关方式工作的一种直流稳压电源。它有效率高、功率小、体积小、重量轻、稳压范围宽、适用范围广和安全可靠等特点。

不仅能抗扰动，而且能提供连续、稳定的电压和频率的电能量的设备称为不间断电源（UPS）。UPS 主要可分为后备式 UPS 电源、在线式 UPS 供电系统和在线交互式 UPS 电源。

由于电力电子技术的发展，由电力电子装置构成的交流调速装置日趋成熟并得到广泛应用，在现代调速系统中，交流调速已占主要地位。变频调速系统的主要环节是提供变频电源的变频器，本章主要介绍了变频器的分类和结构。



练习与思考

1. 简述开关电源的工作原理及优点。
2. 简述 UPS 不间断电源的种类及特点。
3. 通用变频器的分类有哪几种？简述通用变频器的组成及基本工作原理。

参 考 文 献

- [1] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术 (第四版). 北京: 机械工业出版社, 2000
- [2] 张友汉. 电力电子技术. 北京: 高等教育出版社, 2002
- [3] 张涛. 电力电子技术. 北京: 电子工业出版社, 2003
- [4] 王兆安, 张明勋. 电力电子设备设计和应用手册. 北京: 机械工业出版社, 2002
- [5] 郭世明, 黄念慈. 电力电子技术. 成都: 西南交通大学出版社, 2002
- [6] 冼喜明, 姚为正. 电力电子技术. 北京: 高等教育出版社, 2001
- [7] 潘孟春, 胡媛媛. 电力电子技术实践教程. 长沙: 国防科技大学出版社, 2005
- [8] 郑忠杰, 吴作海. 电力电子变流技术. 北京: 机械工业出版社, 1999
- [9] 黄家善, 王廷才. 电力电子技术. 北京: 机械工业出版社, 2000
- [10] 王文郁, 石玉. 电力电子技术应用电路. 北京: 机械工业出版社, 2001